

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



PROYECTO FIN DE CARRERA

**INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL:
ELECTRICIDAD**

**Diseño de un transformador de 5MVA,
33/11 kV Dyn11**

AUTOR: Francisco Ignacio Sánchez Blázquez

DIRECTOR: Juan Carlos Burgos Díaz

Leganés, 3 de diciembre de 2009

Índice:

Índice de figuras	v
Índice de tablas	ix

Capítulo 1

1. Introducción	1
1.1. Problemática del diseño de un transformador	1
1.2. Objetivos del proyecto	3
1.3. Estructura de la memoria	3

Capítulo 2

2. Especificaciones de compra de un transformador	5
--	----------

Capítulo 3

3. Selección y cálculos del núcleo magnético	7
3.1. Selección de la tensión por espira	8
3.2. Selección de la inducción	9
3.3. Dimensionado del núcleo	10
3.3.1. Sección del núcleo	11
3.3.2. Altura de la ventana	14
3.3.3. Distancia entre centros de columnas	16
3.4. Cálculo de las pérdidas en el hierro	17
3.4.1. Pérdidas por corrientes parásitas o de Foucault	18
3.4.2. Pérdidas por histéresis	19
3.4.3. Obtención	20
3.4.4. Factor de construcción	21
3.5. Cálculo de la corriente de vacío	22
3.6. Estimación de la corriente de inserción (inrush current)	25
3.6.1. Estimación de la magnitud del primer pico	26

Capítulo 4

4. Diseño de los arrollamientos	28
4.1. Tipo de arrollamientos	29
4.1.1. Arrollamiento por discos	29
4.1.2. Arrollamiento por capas	30
4.2. Tipos de conductores	31
4.2.1. Magnetic wire	31

4.2.2. Transposed cable, cable transpuesto	31
4.3. Selección de la densidad de corriente	32
4.4. Dimensiones de los arrollamientos	32
4.4.1. Arrollamiento de alta tensión	32
4.4.2. Arrollamiento de baja tensión	34
4.4.3. Máxima altura de una pletina	35
4.4.4. Mínima altura de una pletina	35
4.4.5. Transposición	35
4.4.6. Dimensiones de los arrollamientos	36
4.5. Pérdidas de potencia activa	37
4.6. Impedancia de cortocircuito	45
4.6.1. Componente activa de la impedancia de cortocircuito	46
4.6.2. Componente reactiva de la impedancia de cortocircuito	47
4.7. Fuerzas entre arrollamientos	51
4.7.1. Fuerzas radiales	54
4.7.2. Fuerzas axiales	57
4.8. Cálculos mediante ordenador	59

Capítulo 5

5. Cálculos dieléctricos	60
5.1. Campo eléctrico entre dos superficies	61
5.2. Fallos dieléctricos en un transformador	62
5.2.1. Descargas parciales en el aceite	63
5.2.2. Función de las barreras	65
5.3. Distribución de campo eléctrico en un sistema papel-aceite	67
5.4. Solicitaciones dieléctricas en un transformador	67
5.5. Cálculos clásicos de aislamientos y distancias	68
5.5.1. Aislamiento de los conductores o aislamiento entre espiras	68
5.5.2. Aislamiento entre capas	70
5.5.3. Aislamiento entre bobinas	70
5.5.4. Aislamiento entre arrollamientos y entre arrollamientos y núcleo	71
5.6. Cálculos mediante ordenador	80

Capítulo 6

6. Selección de la refrigeración	82
6.1. Tipos de refrigeración	83
6.2. Diseño de la cuba o tanque	84
6.3. Determinación del número de radiadores	85
6.3.1. Tipos de radiadores	85
6.3.1.1. Radiadores convencionales de tubo elíptico	85
6.3.1.2. Radiadores de acero prensado (pressed steel radiators)	86

6.3.1.3. Radiadores de paneles de paredes onduladas (corrugated wall panel radiators)	88
6.4. Volumen de aceite contenido en el transformador	90
6.4.1. Volumen de aceite contenido únicamente en el tanque	90
6.4.2. Volumen de aceite en los radiadores	90
6.4.3. Conservador	90
6.5. Cálculos mediante ordenador	91

Capítulo 7

7. Diseño del transformador	92
7.1. Introducción	92
7.2. Diseño del transformador	93
7.2.1. Selección de la tensión por espira	93
7.2.2. Número de espiras por arrollamiento	93
7.2.3. Selección de la inducción	93
7.2.4. Flujo máximo	94
7.2.5. Selección de la sección donde se inscribe una columna	94
7.2.6. Diámetro de la circunferencia circunscrita	94
7.2.7. Sección de la culata o yugo	94
7.2.8. Selección de los conductores y de la densidad de corriente	94
7.2.8.1. Selección del conductor de alta tensión	94
7.2.8.2. Selección del conductor de baja tensión	95
7.2.9. Dimensiones de los arrollamientos	96
7.2.9.1. Dimensiones del arrollamiento de baja tensión	96
7.2.9.2. Dimensiones del arrollamiento de alta tensión	96
7.2.10. Altura de la ventana del núcleo magnético	97
7.2.11. Distancia entre centros de columnas	97
7.2.12. Peso del núcleo magnético	97
7.2.13. Cálculo de las pérdidas en el núcleo	98
7.2.14. Cálculo de la corriente de vacío	98
7.2.15. Estimación del valor máximo de la corriente de inserción	99
7.2.16. Masa de los arrollamientos	99
7.2.16.1. Masa de los arrollamientos de baja tensión	99
7.2.16.2. Masa de los arrollamientos de alta tensión	99
7.2.16.3. Masa total de los arrollamientos	100
7.2.17. Resistencia de los arrollamientos	100
7.2.17.1. Resistencia del arrollamiento de baja tensión	100
7.2.17.2. Resistencia del arrollamiento de alta tensión	100
7.2.18. Pérdidas de potencia activa en carga	101
7.2.18.1. Conductores de baja tensión	101
7.2.18.2. Conductores de alta tensión	101
7.2.19. Reactancia, resistencia e impedancia porcentual	102
7.2.19.1. Reactancia porcentual	102

7.2.19.2. Resistencia porcentual	102
7.2.19.3. Impedancia porcentual	102
7.2.20. Rendimiento	103
7.2.20.1. Máxima eficiencia del transformador	103
7.2.21. Regulación (caída de tensión entre vacío y plena carga)	103
7.3. Comparativa de los resultados con Dasgupta	104

Capítulo 8

8. Resumen y conclusiones	106
8.1. Resumen	106
8.2. Conclusiones	108
8.3. Sugerencias para futuros proyectos	109
Índice de términos.....	110
Bibliografía	113

Índice de figuras:

Capítulo 3

Figura 3.1	Transformadores trifásicos de columnas. Inducción máxima en el núcleo B_n , tensión por espira E_n y sección neta del núcleo S_n admisibles.
Figura 3.2	a) Proporciones de los núcleos acorazados; b) Proporciones del perímetro ovalado.
Figura 3.3	Dimensiones y factor de utilización f_{u0} , de las secciones escalonadas del núcleo.
Figura 3.4	Dimensiones principales de un transformador trifásico de columnas.
Figura 3.5	Constante de proporcionalidad de los transformadores trifásicos de columnas.
Figura 3.6	Distancia entre centros de columnas.
Figura 3.7	Esquema de los dominios magnéticos en un acero fuertemente orientado eléctricamente.
Figura 3.8	Efecto del rayado mediante láser en las paredes de los dominios de una porción de acero eléctricamente orientado. A la izquierda antes del rayado. A la derecha después del rayado.
Figura 3.9	Curva del fabricante de un determinado núcleo donde se representan las pérdidas frente a la inducción.
Figura 3.10	Curva del fabricante donde se representa la potencia de excitación necesaria frente a la inducción.
Figura 3.11	Curvas de histéresis de aceros laminados en frío.
Figura 3.12	Onda de flujo y de la corriente magnetizante eliminando el 3 ^{er} armónico.
Figura 3.13	Onda de la densidad de flujo.
Figura 3.14	Valor máximo de la corriente de inserción.
Figura 3.15	Forma típica de la onda de la corriente de inserción cuando coincide con un paso por cero de la tensión.
Figura 3.16	Distribución de la corriente de inserción en un transformador Y – Δ .

Capítulo 4

- Figura 4.1 Las dos mejores formas de construir los arrollamientos para transformadores de potencia. a) Por discos. b) Por capas
- Figura 4.2 Detalles de un arrollamiento por discos.
- Figura 4.3 Magnetic wire, cable magnético.
- Figura 4.4 Transposed cable, cable transpuesto.
- Figura 4.5 Transposed cable.
- Figura 4.6 Pletina rectangular de un arrollamiento de baja tensión.
- Figura 4.7 Diagrama esquemático de transposición.
- Figura 4.8 Campo magnético de dispersión de un arrollamiento en condiciones de cortocircuito: a) Idealizado; b) Condiciones reales.
- Figura 4.9 Distribuciones del flujo de dispersión. a) Dos arrollamientos; b) Un primario y dos arrollamientos cargados; c) Un primario y un arrollamientos cargado con medio arrollamiento descargado; d) Un primario, un secundario y un arrollamiento de regulación.
- Figura 4.10 Evolución del campo magnético a lo largo de la ventana de un transformador.
- Figura 4.11 Diagrama de campo magnético para un transformador de dos arrollamientos.
- Figura 4.12 Tramo de división del diagrama del campo magnético para realizar su integración.
- Figura 4.13 Fuerzas radiales y axiales en un conductor.
- Figura 4.14 Forma de onda de la corriente de cortocircuito y la fuerza.
- Figura 4.15 Cálculo de esfuerzos de tracción.
- Figura 4.16 Fenómeno buckling.
- Figura 4.17 Distribución de fuerzas axiales.
- Figura 4.18 Asimetría axial.

Capítulo 5

- Figura 5.1 Condensador de placas planas con varios dieléctricos en su interior.

Figura 5.2	Pruebas de ruptura de aceite limpio y seco entre cilindros excéntricos. Los resultados se aproximan por la distribución de Weibull, con el fin de estimar un nivel de resistencia del 1%.
Figura 5.3	Curvas de diseño de Weidmann. Líneas donde la probabilidad de que se inicie una descarga en el aceite bajo la acción de un campo eléctrico uniforme durante una prueba AC (1 min, 50 Hz) es baja, como función de la anchura del espacio de aceite (gap) d , bajo diferentes condiciones: (1), (2), (3) y (4).
Figura 5.4	División de los canales en otros más estrechos.
Figura 5.5	División en canales con diferentes anchuras en un campo no uniforme.
Figura 5.6	Relación existente entre la tensión que un aislante de un determinado espesor puede soportar en función de su duración.
Figura 5.7	Tensión a frecuencia industrial soportada entre espiras en función del espesor de aislamiento entre ellas.
Figura 5.8	Tensión tipo impulso soportada entre espiras en función del espesor de aislamiento entre ellas.
Figura 5.9	Aislamiento entre bobinas.
Figura 5.10	Distancia de fuga requerida en aislamientos de extremos como función del ensayo de tensión a frecuencia industrial.
Figura 5.11	Aislamiento de los extremos de un transformador de 35 kV.
Figura 5.12	Aislamiento de los extremos de transformadores con tensiones superiores a 60 kV.
Figura 5.13	Esquema de la sección transversal de un arrollamiento montado sobre una columna de un transformador.
Figura 5.14	Aislamientos de las columnas.
Figura 5.15	Espesor total a o b de los tubos aislantes entre arrollamientos de BT – núcleo, o entre arrollamientos BT – AT.
Figura 5.16	Distancia c , entre arrollamientos AT – BT a) Tubo sencillo; b) Tubos múltiples.
Figura 5.17	Distancia f , entre los arrollamientos y el yugo. Sin anillos rectangulares.

Figura 5.18 Distancia f , entre los arrollamientos y el yugo, con anillos rectangulares y línea de fuga g .

Figura 5.19 Diagrama de esfuerzos acumulativos.

Capítulo 6

Figura 6.1 Distancias de aislamiento entre arrollamientos y cuba.

Figura 6.2 Lado del arrollamiento en que se tienen las salidas del arrollamiento de regulación (a) y lado opuesto (b).

Figura 6.3 Distancias de aislamiento del lado del arrollamiento en que se tienen las salidas del arrollamiento de regulación y lado opuesto.

Figura 6.4 Formación de radiadores de tubos elípticos para circulación y refrigeración del aceite.

Figura 6.5 Perímetro del tubo elíptico.

Figura 6.6 Tanque construido con radiadores de acero prensado.

Figura 6.7 Aspecto externo de un transformador con radiadores de acero prensado.

Figura 6.8 Transformador de paneles de paredes onduladas.

Figura 6.9 Aspecto externo de un transformador de paredes onduladas.

Figura 6.10 Valor de la profundidad de las aletas en función de la potencia a disipar y la diferencia de temperaturas entre la capa superior del aceite y la capa inferior.

Índice de tablas:

Capítulo 4

- Tabla 4.1 Comparación del factor de espaciado entre un conductor redondo y uno rectangular.
- Tabla 4.2 Dimensiones normalizadas y sección neta de las pletinas de cobre desnudas.
- Tabla 4.3 Comparación del perímetro de una única pletina gruesa con pletinas múltiples en paralelo.

Capítulo 5

- Tabla 5.1 Factores de conversión para niveles de tensión a frecuencia industrial soportados durante un minuto (en valores eficaces).
- Tabla 5.2 Aumento de diámetro debido al aislamiento en hilos conductores.
- Tabla 5.3 Aumento del lado de las barras de cobre debido al aislamiento.
- Tabla 5.4 Distancia arrollamientos y yugo en función del ensayo de tensión a frecuencia industrial.
- Tabla 5.5 Distancia entre arrollamientos de diferentes fases en función del ensayo de tensión a frecuencia industrial.

Capítulo 7

- Tabla 7.1 Comparativa de los resultados obtenidos con los dados por el libro de Dasgupta.

Capítulo 8

- Tabla 8.1 Cálculos sencillos y cálculos complejos en un transformador.

Capítulo 1

1. Introducción

1.1. Problemática del diseño de un transformador

En la actualidad, con la liberación del mercado de energía eléctrica, reducir costes es esencial para poder ofrecer energía a un precio competitivo. En este sentido, los elementos en los cuales se puede conseguir un mayor ahorro son en los de mayor coste. Los transformadores son los equipos más caros de una subestación eléctrica, y en ellos se ha producido un abaratamiento de precios muy importante en los últimos 30 años en relación con el aumento del coste de la vida.

Hace algunas décadas optimizar los costes no era una prioridad a la hora de diseñar un transformador, el diseño estaba completamente enfocado a que el transformador fuese capaz de aguantar las condiciones de servicio, por lo que muchos de sus componentes, como por ejemplo los aislamientos, estaban sobredimensionados para evitar problemas. Hoy en día optimizar los costes es algo prioritario para una compañía eléctrica. Este hecho unido a la gran competencia existente entre las empresas que se dedican a la fabricación de transformadores, hace que dichas empresas tengan que optimizar su diseño para que sea lo más económico posible asegurando el mejor funcionamiento para poder hacerse un sitio en el mercado.

El diseño de un transformador es una tarea realmente complicada, hay que resolver problemas extremadamente complejos en diferentes campos de la ingeniería (electromagnéticos, electrostáticos, mecánicos, termodinámicos, etc.). Resolver todos estos problemas a mano es una tarea prácticamente imposible, por lo que caben dos soluciones:

- La primera solución a la hora de afrontar el diseño de un transformador es realizarlo basándose en la experiencia y en diseños anteriores, asumiendo una serie de hipótesis y coeficientes, apoyándose en tablas y gráficas experimentales. Esta es la solución que se ha utilizado durante décadas, y conduce a transformadores sobredimensionados y caros.
- La segunda solución es utilizar métodos numéricos para resolver cada uno de los problemas planteados. Entre los métodos numéricos más utilizados cabe destacar el de los elementos finitos.

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

El problema del diseño de un transformador no es sencillo, ya que, como se ha indicado, un transformador está sometido a solicitaciones dieléctricas, térmicas y mecánicas, las soluciones que se podrían adoptar para resolver un problema pueden influir negativamente en otro. Así, por ejemplo, para que un transformador soporte bien las solicitaciones dieléctricas podría ser interesante reforzar el aislamiento sólido frente al aislamiento líquido, pero sin embargo esa solución empeora el problema de la refrigeración del transformador.

A lo largo de los años, los diseños de los transformadores han ido evolucionando debido fundamentalmente a dos causas:

- La aparición de nuevos materiales y su tratamiento, como por ejemplo la chapa magnética laminada en frío, tratamientos láser de la chapa, conductores BCTC (epoxi bounded continuously transposed conductor), pressboard de alta densidad, aceros amagnéticos, plásticos, pegamentos, etc.
- Nuevos métodos de cálculo, tanto dieléctricos como térmicos e incluso magnéticos (uso de shunts magnéticos dentro de la cuba).

Existen diferentes libros de diseño y cálculo de transformadores, algunos actuales y otros bastante más antiguos, existiendo ciertas diferencias de planteamiento entre ellos. Sin embargo, en ninguno de los que se han consultado se ha encontrado un modelo completo de cálculo de un transformador, pues en todos ellos en un momento u otro del diseño se realizan aproximaciones y se utilizan coeficientes para simplificar los cálculos cuya obtención no está al alcance del lector o se realiza un diseño en base a ejemplos en los que determinadas decisiones no están justificadas (por ejemplo tomar una distancia entre el arrollamiento de AT y la cuba no basado en cálculos ni en gráficas).

Cabe plantearse si es posible mezclar las metodologías de diseño de unos libros con las de otros, ya que algunas metodologías son complementarias (algunos autores realizan justificaciones en la elección de dimensiones o parámetros que otros autores toman sin justificar). Sin embargo, cuando se consultan libros escritos con una diferencia de décadas, es muy posible que los métodos de diseño actuales no sean compatibles con los usados hace algunos años, debido a los cambios y avances en los materiales y métodos de cálculo.

Como ya se resaltó anteriormente, el diseño de un transformador tiene una gran dificultad. Por ello, el tutor de este proyecto fin de carrera planificó el trabajo en forma de un conjunto de proyectos fin de carrera, siendo este el primero de ellos. En este proyecto se ponen las bases de cómo se lleva a cabo el diseño de un transformador y en la realización de los cálculos básicos del mismo.

1.2. Objetivos del proyecto

El primer objetivo de este proyecto fin de carrera es obtener una panorámica global de la dificultad que tiene el diseño de un transformador, identificando los problemas sencillos y los más complejos, y viendo cuáles de estos problemas complejos se pueden resolver de forma aproximada mediante formulas aproximadas proporcionadas por los diferentes autores. Para los problemas complejos que por su envergadura se salgan del marco de este proyecto fin de carrera se identificará la metodología para resolverlos.

El segundo objetivo de este proyecto fin de carrera es el de hacer un diseño mezclando y comparando técnicas antiguas y nuevas para ver sus similitudes e incompatibilidades. Cuando las técnicas antiguas conduzcan a resultados alejados de la realidad actual (por ejemplo la altura del transformador o las distancias aislantes) no se tendrán en consideración.

El tercer objetivo del proyecto es aplicar la metodología obtenida en el párrafo anterior a un transformador ejemplo y comprobar los resultados con los proporcionados por un libro de diseño de transformadores.

El último objetivo del proyecto es el aprendizaje del programa de cálculo mathcad. Esta herramienta se utilizará posteriormente en el departamento con fines docentes (como por ejemplo la resolución de problemas propuestos en clase o la realización de prácticas de laboratorio) y de apoyo a tareas de investigación.

1.3. Estructura de la memoria

El presente proyecto fin de carrera consta de 8 capítulos. En el capítulo 2 se muestran las especificaciones de compra del transformador que un cliente suministra a un fabricante y que constituyen un compromiso para éste, pues en caso de incumplimiento se pueden derivar penalizaciones.

En el capítulo 3 se muestra cómo se realiza el cálculo del núcleo magnético. Se selecciona la tensión por espira, la inducción del transformador, se dimensiona el núcleo magnético, se calculan las pérdidas en el hierro, la corriente de vacío y se realiza una estimación de la corriente de inserción.

En el capítulo 4 se muestra cómo se realiza el cálculo de los arrollamientos. Se describen los tipos de arrollamientos y conductores existentes, cómo seleccionar la densidad de corriente, el dimensionado de los arrollamientos, cómo calcular las pérdidas de potencia activa en el cobre y la impedancia de cortocircuito, el análisis de esfuerzos entre arrollamientos y se describe cómo se realizan actualmente los cálculos mediante ordenador.

El capítulo 5 hace referencia a los cálculos dieléctricos, dentro de este capítulo se muestra el campo eléctrico entre dos superficies, los fallos dieléctricos que tienen lugar en un transformador, cómo se distribuye el campo eléctrico en un sistema papel-aceite, las sollicitaciones dieléctricas de un transformador, cómo se realizan los cálculos

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

clásicos de aislamientos y distancias y por último una descripción de los cálculos actuales mediante ordenador.

En el capítulo 6 se trata la refrigeración de un transformador. Se describen los tipos de refrigeración existentes, el diseño de la cuba, cómo determinar el número de radiadores, el volumen de aceite contenido en el transformador y cómo se realizan actualmente estos cálculos mediante ordenador.

En el capítulo 7 se muestra el diseño del transformador elegido en el proyecto fin de carrera, mediante el mathcad y se comparan los resultados con los obtenidos en el libro de Dasgupta para un transformador de las mismas características.

El capítulo 8 consta de un pequeño resumen, se muestran las conclusiones extraídas tras la realización de este proyecto fin de carrera y se proponen una serie de sugerencias para futuros proyectos fin de carrera.

Capítulo 2

2. Especificaciones de compra de un transformador

A la hora de adquirir un transformador existen una serie de especificaciones que se deben suministrar al fabricante [EN76-1] [Bha05].

1. Tipo de transformador (transformador de arrollamientos separados o autotransformador, por ejemplo).
2. Número de fases, monofásico o polifásico.
3. Frecuencia.
4. Potencia nominal (en kVA) de cada arrollamiento y en el caso de que la extensión de tomas exceda del $\pm 5\%$, la toma de corriente máxima especificada (si es aplicable).
5. Tensión nominal de cada arrollamiento.
6. Tipo de conexión (estrella Y o triángulo Δ), ángulo horario y si el neutro es accesible (en su caso).
7. Necesidad de cambiar las tomas con el transformador en carga o posibilidad de hacerlo desconectado, rango de las tomas y localización de las mismas. Indicación de si la regulación de tensión es a flujo constante o a flujo variable.
8. Tensión de cortocircuito porcentual a corriente nominal en las tomas principales para los diferentes pares de arrollamientos y en el caso de que vaya a operar en paralelo al menos también entre las tomas de los extremos.
9. Si va a operar en el interior o en el exterior.
10. Tipo de refrigeración y si utiliza varios sistemas diferentes especificar la potencia nominal de cada uno de ellos.
11. Condiciones de temperatura más elevada y temperatura ambiente incluyendo la altura. En caso de refrigeración por agua, análisis químico del agua.
12. Número de bancos de refrigeración, capacidad de respuesta en caso de producirse algún fallo y número de bombas y/o ventiladores que hay en espera.
13. Tensión más elevada para cada arrollamiento.
14. Sistema de puesta a tierra de cada arrollamiento.
15. Especificar si el aislamiento de los arrollamientos es o no uniforme. En el caso de que no lo sea, capacidad del neutro para soportar tensión a frecuencia industrial y nivel de impulsos soportados en caso de que sea requerido un ensayo de impulsos en el neutro.

16. Para arrollamientos con tensiones superiores a 300 kV, método de ensayo dieléctrico utilizado, método 1/ método 2 [EN76-3].
 17. Valores de tensión que puede soportar el aislamiento de los terminales de las líneas. Ensayos para impulsos tipo rayo y maniobra, un minuto a frecuencia industrial y de larga duración a frecuencia industrial con medida de descargas parciales siempre que sea posible.
 18. Limitaciones de peso y dimensiones para su transporte, requisitos especiales, si los hubiera, de instalación, montaje y manipulación.
 19. Si es necesario arrollamiento terciario de estabilización.
 20. Intensidad de vacío para el caso de sobreexcitación o cualquier otra situación excepcional de servicio.
 21. Combinaciones en carga en caso de transformadores con arrollamientos múltiples y cuando sea necesario activar y reactivar las salidas separadamente, especialmente en el caso de transformadores con arrollamientos múltiples o autotransformadores.
 22. Detallar los suministros auxiliares de tensión (ventiladores, bombas, cambiadores de tomas en carga, motores, alarmas y controles).
 23. Control del cambiador de tomas en carga.
 24. Nivel de cortocircuito de los sistemas eléctricos donde el transformador va a ser conectado.
 25. Valores de presión y vacío soportados por la cuba del transformador.
 26. Nivel de ruido requerido.
 27. Número de raíles y el largo del transformador para su transporte y galibó del ferrocarril.
 28. Accesorios requeridos con su descripción detallada.
- Cualquier otra información apropiada incluidas pruebas especiales si las hubiese y la expresión de cálculo de las pérdidas.

Capítulo 3

3. Selección y cálculos del núcleo magnético

La selección del núcleo magnético depende de una serie de parámetros como son:

- Potencia del transformador
- La impedancia de cortocircuito porcentual
- La altura de transporte
- La capacidad para soportar sobreexcitación (tensiones superiores a la tensión asignada en una toma determinada)
- La calidad de la chapa magnética

Para el diseño del núcleo magnético se debe tener en cuenta que un incremento en el diámetro aumenta el área de la sección transversal del núcleo, con lo que se incrementa la tensión por espira y se reduce el número de vueltas de los arrollamientos. La reactancia de cortocircuito porcentual entre arrollamientos es directamente proporcional al número de vueltas y a los diámetros de los diferentes arrollamientos y es inversamente proporcional a la tensión por espira y a la altura de las bobinas. Por lo tanto si se produce un incremento en el diámetro del núcleo es necesario reducir la altura de los arrollamientos e incrementar las dimensiones en dirección radial, es decir se debe reducir la altura del núcleo e incrementar el diámetro de las bobinas.

Reducir la altura del núcleo e incrementar su diámetro se traduce en un aumento de peso del núcleo, más acero, con lo que se incrementan las pérdidas en vacío del transformador. Por otro lado, reducir el número de vueltas en los devanados significa utilizar menos cobre y reducir las pérdidas en carga del transformador. De la misma manera reducir el diámetro del núcleo se traduce en una reducción en la cantidad de acero y por lo tanto menos pérdidas en vacío pero a su vez aumenta la cantidad de cobre y las pérdidas en carga.

El diseño del núcleo magnético comienza eligiendo:

- El valor de la tensión por espira (apartado 3.1)
- El valor de la inducción (apartado 3.2)

A continuación se procede al dimensionado del núcleo magnético (apartado 3.3)

Una vez seleccionado el núcleo magnético se determinan:

- Valor de las pérdidas en el hierro (apartado 3.4)
- Valor de la corriente de vacío (apartado 3.5)
- Estimación de la corriente de inserción (inrush current) (apartado 3.6)

El núcleo magnético se construye apilando láminas de acero de distintos tamaños circunscritas en un círculo para ofrecer el máximo factor de espacio para el hierro y mínima espira media para el cobre. Estas láminas están separadas entre sí por algún tipo de aislamiento (hoy en día se utiliza carlite) para eliminar corrientes parásitas. Esta forma de construcción ofrece otras ventajas:

- Mejor distribución del campo eléctrico, al evitar aristas que pudieran producir una concentración de líneas de fuerza
- Mejores accesos para el aceite de refrigeración a los bobinados
- Permite conservar constante en cada capa la relación entre las secciones de la culata y del núcleo, lo que evita que el flujo cruce transversalmente las planchas y aumente las pérdidas parásitas

En transformadores de gran tamaño se subdividen los paquetes de láminas por medio de vigas en U para facilitar la refrigeración, después se taladran las chapas transversalmente para evacuar el calor o se facilita la circulación del aceite transversalmente entre las chapas.

Como se puede observar las variaciones en las dimensiones y forma de construcción del núcleo magnético modifican los parámetros descritos al principio, por lo tanto a la hora de construir un transformador se debe llegar primero a un compromiso con estos parámetros de acuerdo a las necesidades antes de dimensionar el núcleo magnético.

3.1. Selección de la tensión por espira

Para potencias de hasta unos 100-150 MVA [Kar87], transformadores de diferentes tipos y tensiones tienen núcleos y arrollamientos semejantes. La sección transversal del núcleo aumenta proporcionalmente con la raíz cuadrada de la potencia aparente, mientras que el número de espiras en los arrollamientos de AT se mantiene constante, aproximadamente. Para mantener constante la inducción (densidad de flujo) la tensión por espira aumenta también proporcionalmente a la raíz cuadrada de la potencia aparente.

$$\frac{U}{N} = 4,44 \cdot f \cdot B \cdot S_{Fe} \quad (3.1)$$

Donde

- U : Tensión (V)
- N : Número de espiras
- f : Frecuencia (Hz)
- B : Inducción magnética (T)
- S_{Fe} : Superficie del hierro (m²)

La corriente nominal también aumenta de manera proporcional a la raíz cuadrada de la potencia aparente.

Para potencias superiores a 100-150 MVA, las dimensiones del transformador están limitadas por los gálibos admisibles en transporte. En este caso las dimensiones del núcleo se mantienen constantes y se varía el número de espiras con la raíz cuadrada de la potencia nominal. De esta manera la tensión aumenta proporcionalmente a la raíz cuadrada de la potencia.

Para este rango de potencias, al igual que en el anterior, la corriente es proporcional a la raíz cuadrada de la potencia aparente y al número de vueltas.

$$U = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot B \cdot S_{Fe} \quad [\text{V}] \quad (3.2)$$

En el rango de potencias que nos ocupa (5 MVA), para calcular la tensión por espira de un arrollamiento de una manera aproximada, teniendo en cuenta su relación con la potencia aparente, se utiliza la siguiente expresión [Das02]

$$E_t = k \sqrt{S_n} \quad (3.3)$$

Donde

- E_t : Tensión por espira
- S_n : Potencia aparente del transformador (KVA)
- k : Constante que tendremos que elegir

Para arrollamientos de cobre el rango de valores de k estará entre 0,37 y 0,45 mientras que para arrollamientos de aluminio k tomará un valor entre 0,32 y 0,35.

Esta forma de cálculo servirá para hacer un primer diseño del resto de los parámetros del transformador, en caso de que los valores obtenidos no cumplan con los requerimientos se deberá revisar el valor de k .

3.2. Selección de la inducción

La selección de la inducción del núcleo tiene una gran influencia sobre el tamaño total [Kul04], el coste de los materiales y el rendimiento de un transformador. Aunque en la actualidad se utilizan chapas de altas prestaciones como Hi-B, chapas tratadas con láser o chapas rayadas de forma mecánica, la inducción de diseño no ha cambiado en exceso (en torno a 2,1 Teslas).

La inducción máxima (B_{mp}) está limitada por las condiciones de sobreexcitación indicadas por el usuario. La pendiente de la curva B-H del material CRGO (chapa magnética laminada en frío de grano orientado) empeora significativamente a partir de 1,9 T, con lo que para pequeños incrementos en la inducción la corriente magnetizante aumenta bastante. En condiciones de sobretensión aumenta la densidad de flujo en el núcleo. Para sobreexcitaciones de un porcentaje determinado (α %), una pauta general que se sigue para calcular la inducción máxima es la que se obtiene de la siguiente ecuación

$$B_{mp} = \frac{1,9}{(1 + \alpha/100)} \quad [\text{T}] \quad (3.4)$$

En Sistemas de potencia donde la tensión se mantiene prácticamente constante, es decir, que las fluctuaciones de tensión no sean significativas, se especifica un porcentaje del 5% para realizar el cálculo obteniéndose una inducción máxima de 1,81 T. Este valor puede utilizarse siempre que la temperatura y los niveles de ruido estén dentro de los límites permitidos.

Cuando un transformador está sometido a una sobreexcitación (frecuentemente debida a una sobretensión), el núcleo contiene suficiente flujo como para saturarlo. Durante una parte del ciclo el flujo se sale del núcleo y puede producir pérdidas elevadas en las chapas magnéticas. Si la sobreexcitación es elevada y de larga duración, puede provocar efectos perjudiciales sobre las láminas de acero del núcleo y elevadas temperaturas, tanto en los arrollamientos como en las partes estructurales del transformador. Estas láminas pueden soportar fácilmente temperaturas en torno a los 800 °C ya que están recocidas a esta temperatura durante su fabricación. El problema se presenta en los aislamientos y en los tornillos que pueden soportar temperaturas mucho menores y pueden resultar seriamente dañados.

3.3. Dimensionado del núcleo

Una vez seleccionadas la tensión por espira y la inducción máxima se procede a dimensionar el núcleo magnético, para lo cual se han de calcular sus dimensiones principales como son la sección, la altura y las distancias entre centros de columnas [Cor57].

3.3.1. Sección del núcleo

Para una primera elección de la sección del núcleo (para iniciar los cálculos), es muy útil tomar como referencia los datos de construcciones existentes. El ajuste final tendrá que adecuarse a las condiciones especificadas para cada caso en concreto.

La fuerza electromotriz f.e.m. de cualquiera de los arrollamientos viene dada por

$$E = 4,44 \cdot f \cdot \phi_m \cdot N = 4,44 \cdot f \cdot B_{mp} \cdot S_{Fe/neta} \cdot N \quad [\text{V}] \quad (3.5)$$

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

Donde

- E : f.e.m. (V)
- f : Frecuencia (Hz)
- ϕ_m : Flujo máximo por columna (Wb)
- N : Número de espiras por fase
- B_{mp} : Inducción máxima (T)
- $S_{Fe/neta}$: Sección neta del núcleo (m^2)

La inducción admisible, determina las pérdidas por kilogramo de chapa, varía entre límites restringidos y aumenta algo con la potencia.

Una vez elegidas la tensión por espira y la inducción máxima como se hizo en los apartados anteriores, de la ecuación [3.5] se obtienen las expresiones para el flujo y para la sección neta del hierro

$$\phi_m = \frac{E}{4,44 \cdot f \cdot N} \quad [\text{Wb}] \quad (3.6)$$

$$S_{Fe/neta} = \frac{\phi_m}{B_{mp}} \quad [m^2] \quad (3.7)$$

En la figura 3.1 se representan los valores de la tensión por espira y de la inducción admisibles en función de la potencia aparente y los valores de la sección neta asociados.

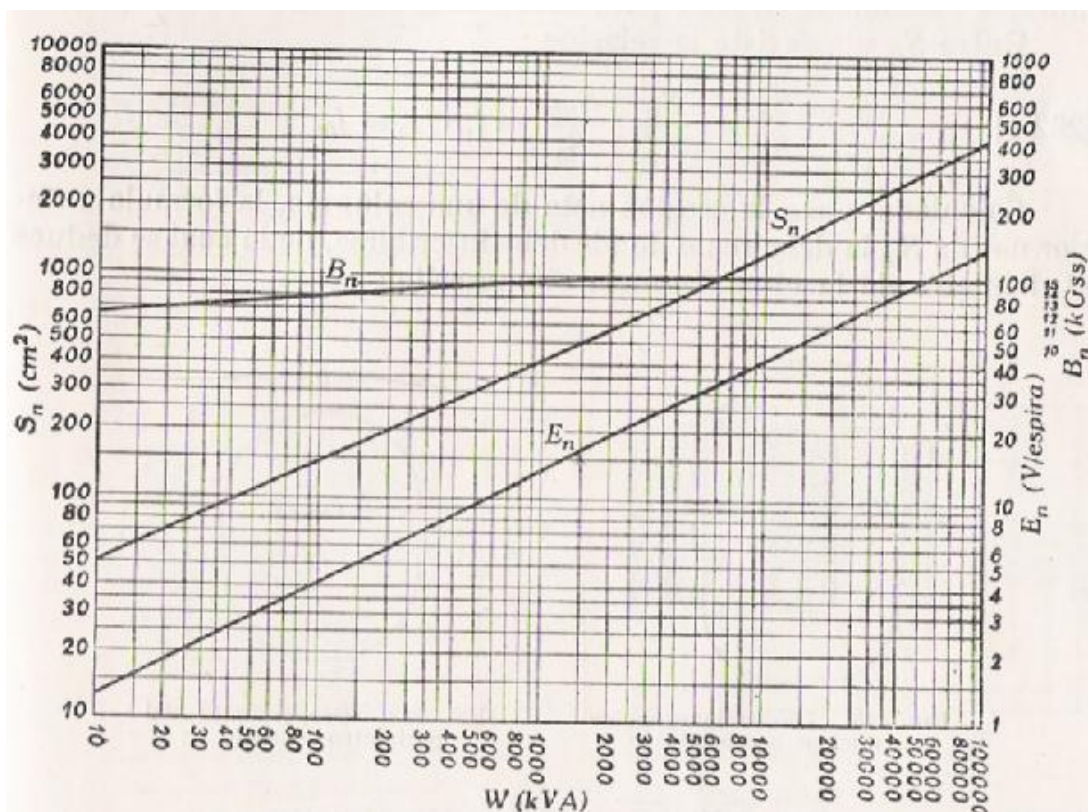


Figura 3.1 Transformadores trifásicos de columnas. Inducción máxima en el núcleo B_n , tensión por espira E_n y sección neta del núcleo S_n admisibles.

La gráfica de la figura 3.1 permite obtener, además de la tensión por espira, la inducción y la sección de hierro. Sin embargo, esta gráfica está obtenida de un libro antiguo [Cor57], con lo que los valores de la inducción que se obtienen de ella son mucho más bajos que los utilizados hoy en día.

El núcleo se construye con láminas de acero con un pequeño porcentaje de silicio de unos 0,35 mm de espesor, aisladas la una de la otra mediante un tratamiento químico (carlite). Por lo tanto la sección bruta del núcleo debe incluir estos componentes aparte del hierro y para ello se define un factor de utilización f_u .

$$f_u = \frac{S_{Fe/neta}}{S_{Fe/bruta}} \quad (3.8)$$

Para chapas fosfatadas se tiene un $f_u = 0,97$. Por tanto la sección bruta del núcleo se obtiene a partir de la ecuación [3.8]

$$S_{Fe/bruta} = \frac{S_{Fe/neta}}{f_u} \quad (3.9)$$

Esta sección se dispone escalonada por paquetes de diferente anchura e inscrita en un círculo, para poder dar a los arrollamientos una forma cilíndrica, de menor desarrollo, que es la más apta para soportar los esfuerzos que se producen en cortocircuito.

En transformadores acorazados se utilizan las relaciones aproximadas indicadas en la figura 3.2a. En los transformadores de columnas se utilizan formas ovaladas, las dimensiones del perímetro circunscrito al núcleo guardan las proporciones indicadas en la figura 3.2b.

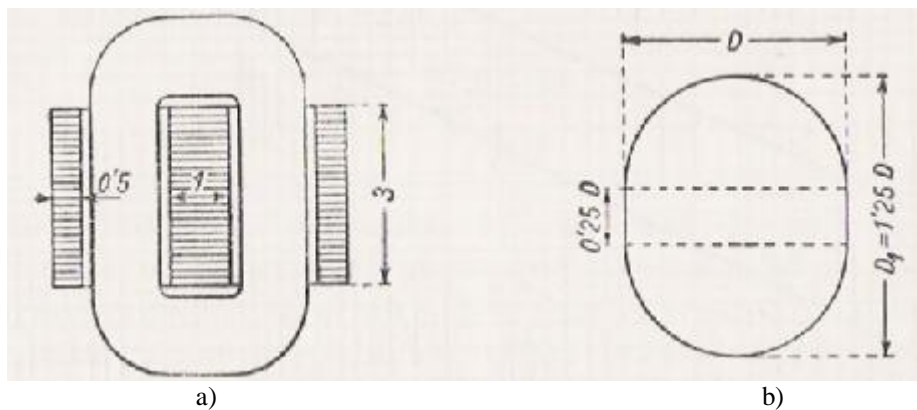


Figura 3.2 a) Proporciones de los núcleos acorazados; b) Proporciones del perímetro ovalado.

En las secciones circulares y ovaladas se considera un segundo factor de utilización f_{u0} , que proporcionará la relación entre la sección bruta del núcleo $S_{Fe/bruta}$, y la del círculo u óvalo circunscrito, S_0 . La figura 3.3 muestra este factor para distintos escalonados. La relación entre la sección neta $S_{Fe/neta}$, y la del círculo u óvalo circunscrito es la dada por un nuevo factor de utilización f_0 , producto de los dos factores de utilización anteriormente mencionados

$$f_0 = \frac{S_{Fe/neta}}{S_0} = \frac{S_{Fe/neta}}{S_{Fe/bruta}} \frac{S_{Fe/bruta}}{S_0} = f_u \cdot f_{u0} \quad (3.10)$$

De la ecuación 3.10 se obtiene la sección del círculo S_0 , donde debería inscribirse una columna de sección neta $S_{Fe/neta}$, a partir de esta sección S_0 , se deduce el diámetro de la circunferencia circunscrita, siendo:

- Para sección circular:

$$D = 1,13\sqrt{S_0} \quad (3.11)$$

- Para sección ovalada:

$$D = 0,98\sqrt{S_0} \quad (3.12)$$

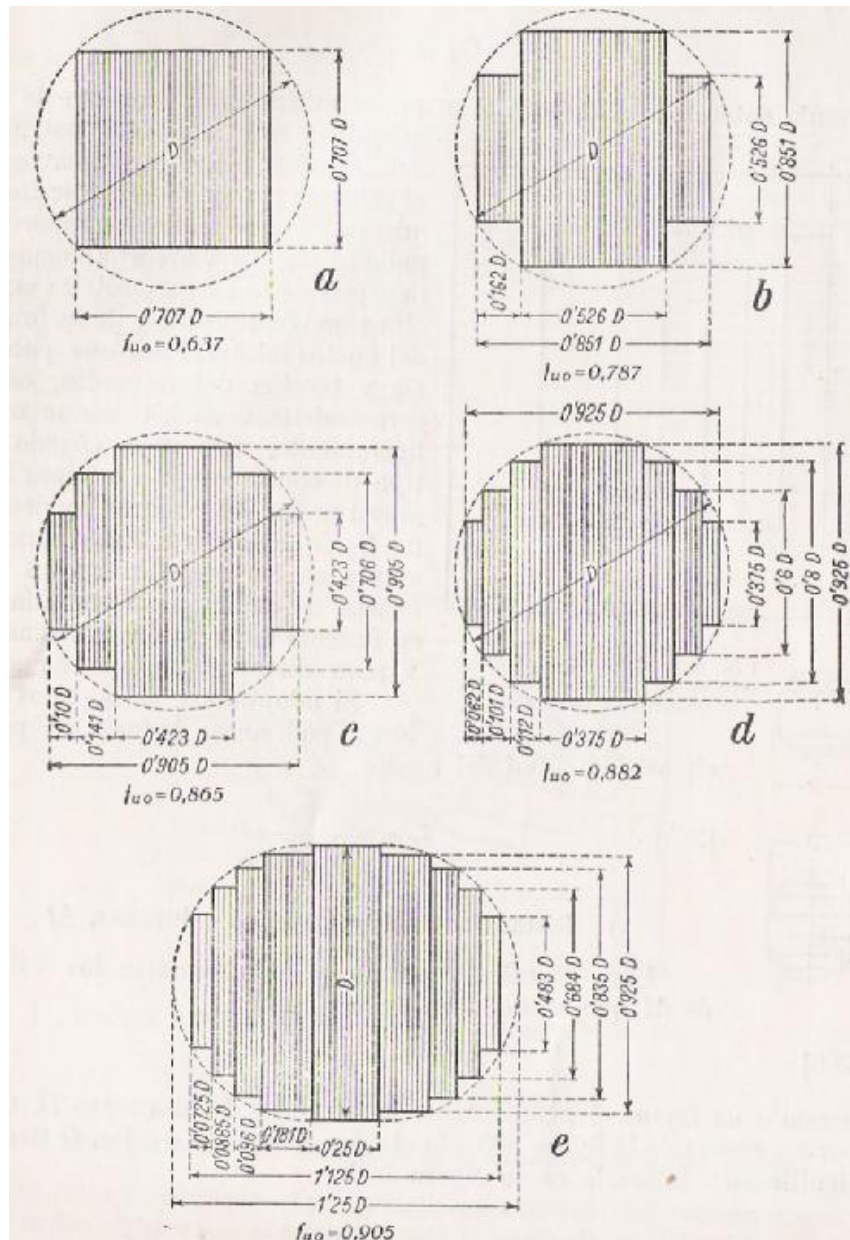


Figura 3.3 Dimensiones y factor de utilización f_{u0} , de las secciones escalonadas del núcleo.

La sección del yugo o culata, S_y , cuyo perímetro no afecta las dimensiones de los devanados, suele adoptar formas más sencillas, atendiendo únicamente a las conveniencias constructivas. Para reducir las pérdidas en vacío su sección se hace un poco mayor que la de las columnas, entre el 15 y el 20% [Cor57].

$$S_y = 1,15 \div 1,2 S_{Fe/neta} \quad (3.13)$$

3.3.2. Altura de la ventana

La potencia aparente de un transformador trifásico es proporcional al volumen cilíndrico circunscrito al núcleo y viene dada por la siguiente expresión

$$S_n = 3 \cdot E \cdot I = 3 \cdot 4,44 \cdot f \cdot B_{mp} \cdot S_{Fe/neta} \cdot N \cdot I \quad [\text{VA}] \quad (3.14)$$

Designando por d_{lc} , a la densidad lineal de corriente

$$d_{lc} = \frac{N \cdot I}{CL} \quad \left[\frac{\text{Avuelta}}{m} \right] \quad (3.15)$$

Donde CL es la altura de la ventana del núcleo magnético (ver figura 3.4) y tomando la sección circunscrita al núcleo de la ecuación (3.10), o su diámetro exterior de las ecuaciones (3.11) o (3.12) según sea el caso, se obtiene la siguiente expresión para la potencia aparente

$$S_n = C_T (CL \cdot D^2) B_{mp} \quad [\text{VA}] \quad (3.16)$$

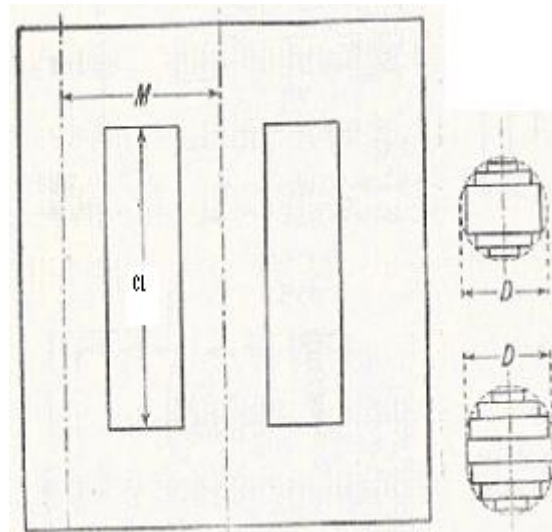


Figura 3.4 Dimensiones principales de un transformador trifásico de columnas.

C_T se denomina coeficiente de proporcionalidad y depende de la densidad lineal de corriente admisible y de la forma del núcleo. Dependiendo de la geometría de la sección, vendrá dado por las siguientes expresiones

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

- Para sección circular:

$$C_T = 3 \cdot 4,44 \cdot f \cdot 0,785 \cdot d_{lc} \cdot f_0 \quad [\text{VA/m}^3/\text{T}] \quad (3.17)$$

- Para sección ovalada:

$$C_T = 3 \cdot 4,44 \cdot f \cdot 1,041 \cdot d_{lc} \cdot f_0 \quad [\text{VA/m}^3/\text{T}] \quad (3.18)$$

Para una potencia y tensión determinadas, las características de las que depende C_T tienen unas variaciones muy ligeras, una vez elegido el tipo de construcción por lo que se suele extraer su valor de gráficas como la representada en la figura 3.5 para transformadores trifásicos de columnas.

La expresión de la que se obtiene la altura de la ventana del núcleo, de una manera sencilla, teniendo en cuenta todos estos parámetros anteriormente descritos es

$$CL = \frac{S_n}{C_T \cdot D^2 \cdot B_{mp}} \quad [\text{m}] \quad (3.19)$$

Donde

- CL : Altura de la ventana del núcleo magnético (m)
- S_n : Potencia aparente nominal del transformador (VA)
- C_T : Coeficiente de proporcionalidad ($\text{VA/m}^3/\text{T}$)
- D : Diámetro circunscrito (m)
- B_{mp} : Inducción máxima (T)

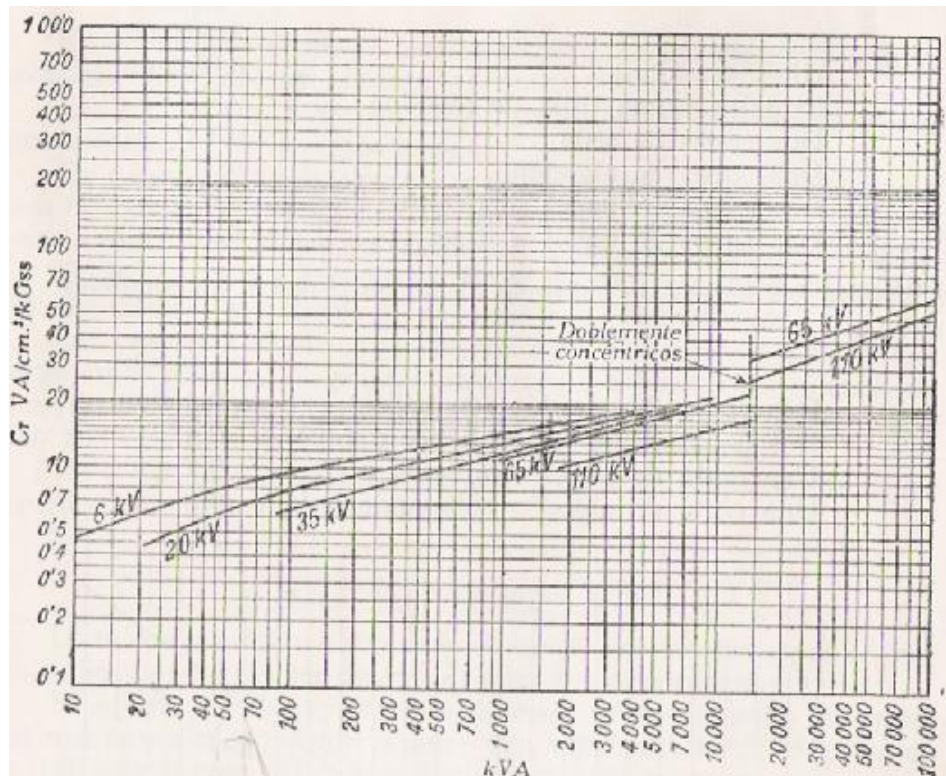


Figura 3.5 Constante de proporcionalidad de los transformadores trifásicos de columnas.

Lo que se ha visto hasta aquí es la forma clásica de obtener la altura del núcleo magnético. Sin embargo la tabla 3.5 es una tabla que se utilizaba antiguamente y los valores del coeficiente C_T obtenidos a partir de ella son demasiado conservadores, con lo que sale un núcleo magnético más grande de lo estrictamente necesario, y por tanto antieconómico. Por eso, en el caso de que el valor de C_T obtenido de la figura 3.5 conduzca a alturas de la ventana desorbitadas (que será lo más normal), se utilizará otra metodología para calcular la altura de la ventana.

Algunos autores [Sanz08], para obtener la altura de la ventana toman una relación de esbeltez (cociente entre la altura de la columna y el diámetro del núcleo) comprendido entre 3 y 3,5 que es el que corresponde a los diseños normales.

$$3 < \frac{CL}{D} < 3,5$$

No obstante, no todos los fabricantes utilizan una relación de esbeltez comprendida entre 3 y 3,5. De 15 diseños de transformadores reales analizados tan sólo un 40% se ajustan a esa regla, y en casos extremos se encuentran factores de esbeltez tan altos como 4,8 o tan bajos como 2.

A la vista de que los métodos para seleccionar la altura de la ventana no parecen satisfactorios, se han analizado 15 diseños de transformadores reales. Después de analizar una serie de factores de forma, se ha visto que el cociente entre la altura de los arrollamientos y la altura de la ventana suele valer 0,85, con una desviación estándar para los transformadores consultados de 0,14. El rango de tensiones de los transformadores estudiados fue desde 15.000 V a 230.000 V, y el rango de potencias desde 5 MVA a 150 MVA.

Por tanto, para obtener la altura de la columna se calculará la altura del arrollamiento a partir de la dimensión de los conductores y se incrementará la altura de los arrollamientos en un 15%. Hay que remarcar que esto es una regla propia y que no está fundamentada en la bibliografía consultada sino en el análisis de diseños reales de diferentes fabricantes.

3.3.3. Distancia entre centros de columnas

La distancia entre columnas se denota por M (ver figura 3.4). Para un cálculo previo se puede obtener de la siguiente expresión

$$M = \alpha \cdot D \quad [\text{m}] \quad (3.20)$$

Siendo α un factor, dependiente de la tensión y del diámetro D , dado por las curvas de la figura 3.6. En el caso de núcleos ovales, D tiene la significación indicada en la figura 3.2b).

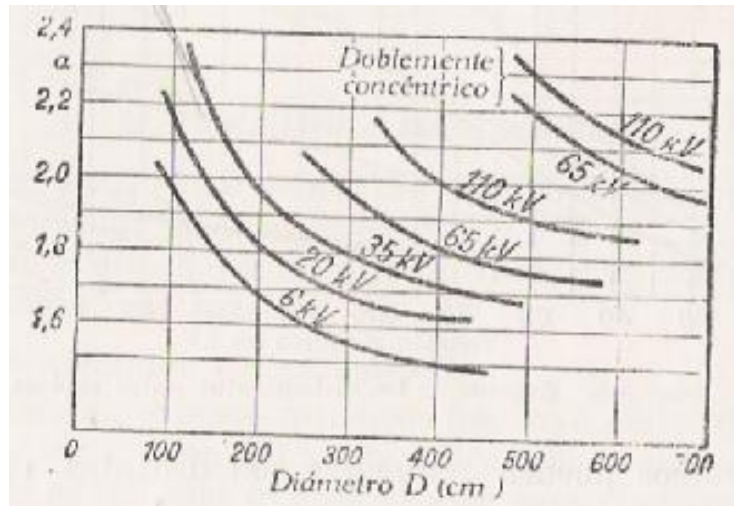


Figura 3.6 Distancia entre centros de columnas.

En caso de que estas curvas, por ser muy antiguas, conduzcan a valores alejados de la realidad, se tomará la distancia entre columnas como la suma entre dos veces el radio del arrollamiento de alta tensión y la distancia entre arrollamientos.

3.4. Cálculo de las pérdidas en el hierro

Las pérdidas en un transformador comprenden un pequeño porcentaje de la potencia total que transmite (menores de un 0,5% para transformadores de potencias elevadas) [Del02]. Sin embargo pueden provocar calentamientos localizados en zonas donde pueden comprometer el buen funcionamiento de la máquina. Es muy importante calcular estas pérdidas con tanta precisión como sea posible para poder proveer al transformador de la refrigeración adecuada. Esos cálculos y los parámetros de los que dependen pueden sugerir maneras de reducir estas pérdidas todo lo que nos lo permita el diseño y por supuesto, teniendo en cuenta los costes adicionales que puedan suponer dicha reducción. En la actualidad existen métodos de cálculo como los elementos finitos que permiten calcular las pérdidas parásitas totales con muy buena precisión incluso en geometrías complejas.

Existen dos tipos de pérdidas en un transformador teniendo en cuenta donde se producen

- Pérdidas en el hierro o pérdidas en vacío
- Pérdidas en el cobre o pérdidas en carga

Este capítulo, como indica su encabezamiento, se ocupará de las pérdidas en el hierro, las pérdidas en el cobre se tratarán posteriormente en el capítulo correspondiente.

Las pérdidas en el hierro se obtienen mediante el ensayo de vacío del transformador, en dicho ensayo el primario se energiza a la tensión nominal mientras que el secundario se deja en circuito abierto o viceversa. Con esto se consigue que todo el flujo circule por el núcleo y que solo circule por los arrollamientos la corriente de excitación necesaria (corriente de vacío).

Existen dos tipos de pérdidas en el hierro

- Pérdidas por histéresis
- Pérdidas por corrientes parásitas o de Foucault

3.4.1. Pérdidas por corrientes parásitas o de Foucault

El núcleo en los transformadores de potencia, está formado por láminas de acero, el grosor de estas láminas varía en un rango de 0,23 – 0,46 mm y se apilan, hasta llegar a una anchura de aproximadamente un metro, en el taller de laminación. El acero utilizado para este fin lleva un contenido de silicio en torno al 3% para aumentar la resistividad, un mayor contenido en silicio aumentaría la fragilidad del acero lo que sería perjudicial a la hora de manipularlo. Utilizando ciertas aleaciones especiales, procesos de laminado y ciclos de templado adecuados, se consigue una mejor orientación de los granos que conforman el acero, mejorando las propiedades magnéticas del material como conseguir una mayor permeabilidad en la dirección de laminado. Por lo tanto es necesario tener en cuenta esta orientación en relación con la dirección del flujo a la hora de diseñar el núcleo.

Aunque la delgadez de las láminas de acero y su alta resistividad son características deseadas para reducir las pérdidas por corrientes de Foucault, el alto grado de orientación de los granos del material, superior al 95%, provoca la formación de dominios magnéticos paralelos a la dirección de laminación como se observa en la figura 3.7.

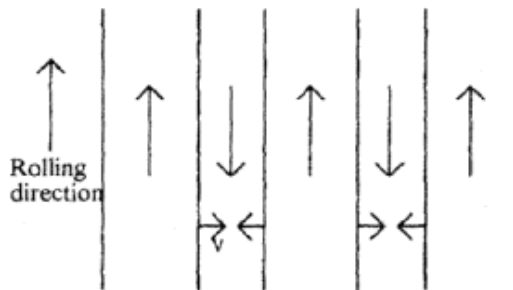


Figura 3.7 Esquema de los dominios magnéticos en un acero fuertemente orientado eléctricamente.

Las flechas hacia arriba y hacia abajo muestran la dirección de magnetización, mientras que las flechas en dirección horizontal muestran la dirección en que se mueven las paredes del dominio como consecuencia del incremento de la magnetización, siendo “v” su velocidad.

Las líneas verticales, llamadas paredes del dominio, son estrechas zonas de transición entre dos regiones donde el vector rota 180°. Durante medio ciclo de corriente alterna los dominios orientados hacia arriba aumentan de tamaño a expensas de los orientados hacia abajo, alternándose después. Por esto es necesario que las paredes se muevan en la dirección indicada en la figura al aumentar la magnetización. El movimiento de las paredes genera pérdidas por corrientes de Foucault. Se ha comprobado cómo estas pérdidas son mucho más significativas que las calculadas de manera clásica suponiendo una mezcla homogénea de los dominios ascendentes y descendentes. Estas pérdidas provocadas por el movimiento de las paredes dependen del tamaño de los dominios cuando el núcleo aun no ha sido magnetizado, donde tanto los

dominios ascendentes como los descendentes tienen el mismo tamaño. Esto es debido a que el movimiento de las paredes es nulo ya que la velocidad de movimiento depende de la magnetización, que en ese momento es cero. Cuanto mayor sea el tamaño y cuanto mayor sea la velocidad de movimiento de las paredes del dominio, más aumentarán las pérdidas por corrientes de Foucault provocadas por este efecto.

Para disminuir estas pérdidas es necesario reducir el tamaño de los dominios. En la práctica se consigue con láser o con un lápiz mecánico, pasándolo por los dominios cada cierto espacio, perpendicularmente a la dirección de magnetización. De esta manera se introducen tensiones localizadas en la superficie sin necesidad de que las hendiduras hechas con el láser o el lápiz mecánico tengan que ser profundas. El tamaño del dominio dependerá de la distribución de estas tensiones en la superficie. Es importante tener en cuenta que el rayado de la superficie debe hacerse después del recocido del acero, porque si se hiciera antes, al recocer las láminas se suavizarían las tensiones conseguidas mediante el rayado.

La Figura 3.8 muestra un ejemplo de estos dominios orientados en el acero, antes y después de ser rayados con el láser.

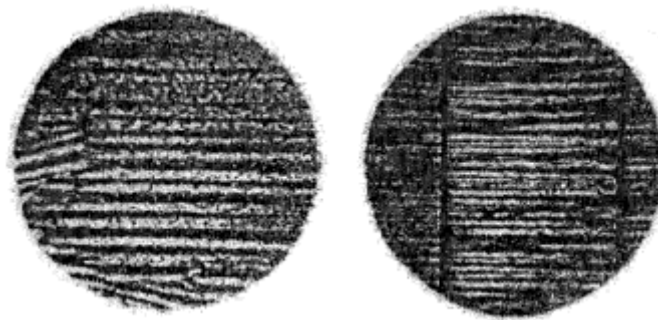


Figura 3.8 Efecto del rayado mediante láser en las paredes de los dominios de una porción de acero eléctricamente orientado. A la izquierda antes del rayado. A la derecha después del rayado.

Mediante técnicas ópticas especializadas, como la utilizada para obtener la figura anterior, se pueden observar los dominios en el acero. Como se puede apreciar en la figura, el tamaño de los dominios se ha reducido gracias al rayado con el láser y en este ejemplo las pérdidas por corrientes de Foucault se han reducido en torno a un 12%.

3.4.2. Pérdidas por histéresis

El otro tipo de pérdidas que se producen en el acero son las denominadas pérdidas por histéresis. Se producen debido a los obstáculos que se encuentran las paredes de los dominios magnéticos durante su movimiento. Una imperfección en el cristal, una oclusión, una impureza o una concentración de tensión localizada pueden inmovilizar temporalmente las paredes del dominio. Sin embargo como dicho movimiento es debido a las fuerzas de magnetización las paredes terminan por romper la obstrucción. Este proceso ocurre de manera muy brusca generando un movimiento bastante violento de las paredes, generando corrientes parásitas localizadas en esos puntos. Las pérdidas provocadas por esas corrientes son el origen de las pérdidas por histéresis. Todas las pérdidas que tienen lugar en el acero tienen su origen en corrientes parásitas [Del02].

En aceros de alta calidad las pérdidas por histéresis y las debidas a corrientes parásitas contribuyen más o menos por igual al total de las pérdidas en el hierro de un transformador.

3.4.3. Obtención

Los fabricantes y los proveedores de acero para transformadores proporcionan al usuario las curvas de pérdidas, que muestran el total de las pérdidas por kilogramo (o libra) frente a la inducción a la frecuencia de interés (50 o 60 Hz). La figura 3.9 es un ejemplo de estas curvas, ha sido obtenida bajo condiciones ideales, es decir, baja tensión mecánica en las laminaciones, uniformidad, flujo sinusoidal y una sola dirección en la laminación, por lo tanto representa las mínimas pérdidas por kilogramo que se esperan en servicio.

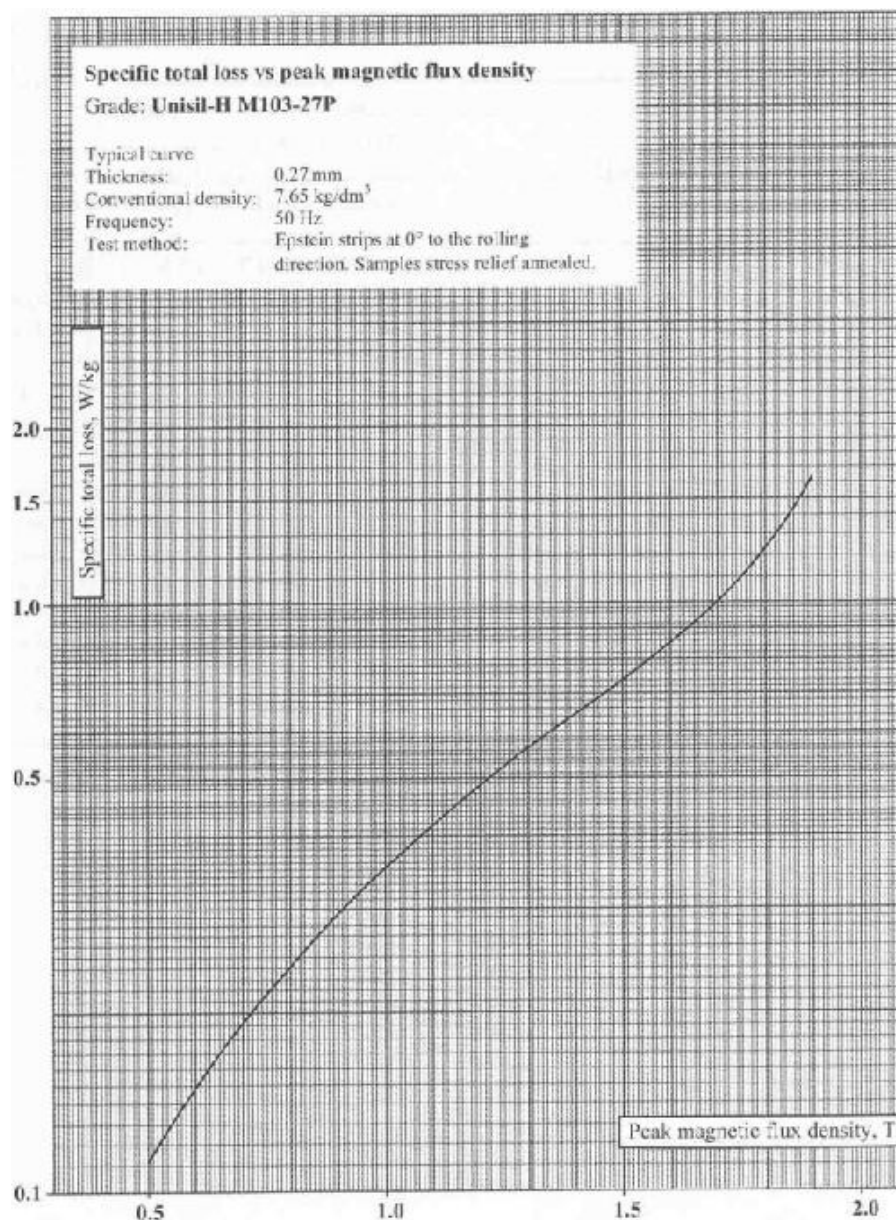


Figura 3.9 Curva del fabricante de un determinado núcleo donde se representan las pérdidas frente a la inducción.

Otra curva que suelen proporcionar los fabricantes es la de la potencia de excitación necesaria por kilogramo (o libra) frente a la inducción a la frecuencia de interés. La figura 3.10 muestra un ejemplo de una curva idealizada, pero que puede ser útil para hacer una estimación de la potencia y la corriente necesarias para energizar el transformador.

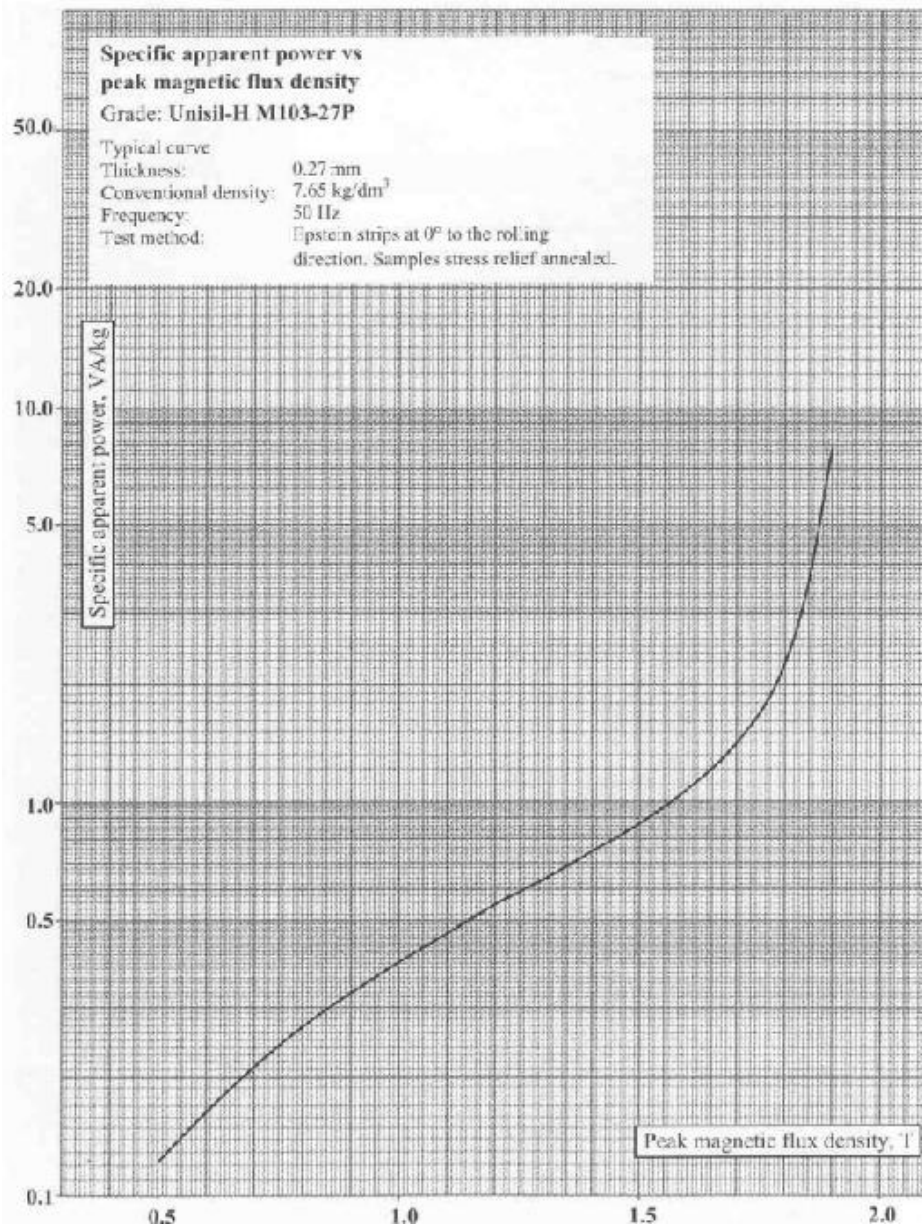


Figura 3.10 Curva del fabricante donde se representa la potencia de excitación necesaria frente a la inducción.

3.4.4. Factor de construcción

Las pérdidas en el núcleo, a la inducción de funcionamiento, especificadas por el fabricante son las mínimas esperadas por kilogramo, sin embargo al multiplicar por el peso total del núcleo se obtienen unas pérdidas totales menores que las que se obtienen al medir en la práctica. La diferencia es debida a que el apilado de las láminas en el

núcleo requiere una serie de juntas entre columnas y culatas y a pequeñas tensiones mecánicas producidas por los pequeños arañazos o surcos que dejan en las chapas las operaciones de corte y apilado, donde la inducción cambia de dirección. Aparte de esto existen otras causas que hacen diferir las pérdidas esperadas de las reales y todas ellas pueden agruparse en un factor de construcción que multiplica a las pérdidas ideales esperadas para así obtener las pérdidas reales. Este factor de construcción generalmente se encuentra en el rango de 1,2 – 1,4 y es aproximadamente constante para la construcción de un determinado núcleo.

Los estudios han demostrado que en núcleos trifásicos, en las zonas más próximas a las juntas, el flujo cambia su dirección unos 90°, el vector inducción rota y se generan mayores pérdidas. Para tener este hecho en cuenta se suele aplicar otro factor de construcción en las zonas más cercanas a las juntas, cuyo valor es aproximadamente de 1,7. La ventaja de esta segunda aproximación es que se consigue una medida más exacta en las zonas de las juntas.

Las chapas magnéticas están recubiertas por un material aislante (carlite) que impide que las corrientes de Foucault se pasen de una chapa a la contigua. Sin embargo, la resistencia del recubrimiento no es infinita. Debido a ello, existe una cierta parte de corrientes de Foucault que pasa de unas chapas a las contiguas por su cara más ancha. Las pérdidas adicionales debidas a las corrientes de Foucault que se comunican de una chapa a la contigua valen [Del02]

$$P_{adFe} = \left(\frac{\pi^2}{6} \right) \frac{f^2 \cdot B_{mp}^2 \cdot w^2}{\rho_{eff}} \quad [\text{W/m}^3] \quad (3.21)$$

Donde w es el espesor de las laminaciones ($w = 0,23 - 0,45$ mm, el valor más usual es 0,35 mm) y ρ_{eff} es la resistividad efectiva (0,0103 Ω/m [Wil89]).

3.5. Cálculo de la corriente de vacío

Para calcular la corriente de vacío el circuito magnético se divide en varias secciones considerando constante el flujo por cada una de ellas [Kul04], obteniéndose la corriente de vacío mediante la siguiente ecuación

$$I_0 = \frac{\sum H_n \cdot l_n}{N} \quad [\text{A}] \quad (3.22)$$

Donde

- H_n : Intensidad de campo magnético para la sección “n” (A-vuelta/m)
- l_n : Longitud de la sección “n” (m)
- N : Número de espiras

La figura 3.11 muestra el valor del campo magnético H en función de la inducción B .

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

En la práctica es difícil calcular la corriente de vacío mediante la estimación de los amperios-vuelta requeridos en las diferentes partes del núcleo para establecer una determinada densidad de flujo ya que su cálculo en las juntas es muy complicado, por lo tanto se prefiere el segundo método que utiliza factores empíricos derivados de los resultados de los ensayos. Según este método la corriente de vacío para un transformador trifásico se obtiene a partir de una gráfica que proporciona la potencia aparente en función de la inducción (ver figura 3.10). Estos VA/kg se multiplican por un factor (que está basado en resultados de ensayos) que representa la excitación adicional requerida en las juntas. Una vez obtenidos los VA/kg considerando la excitación en las juntas, puede calcularse mediante la siguiente ecuación

$$I_0 = \frac{\frac{\text{VA}}{\text{kg}} \text{ de núcleo construido} \cdot \text{peso del núcleo en kg}}{\sqrt{3} \cdot \text{tensión no min al}} = \frac{s_n \cdot W_{Fe}}{\sqrt{3} \cdot U_n} \quad [\text{A}] \quad (3.23)$$

Debido a que hay que magnetizar el entrehierro la corriente de vacío calculada con la ecuación (3.23) se verá incrementada por un factor que dependerá de cada diseño.

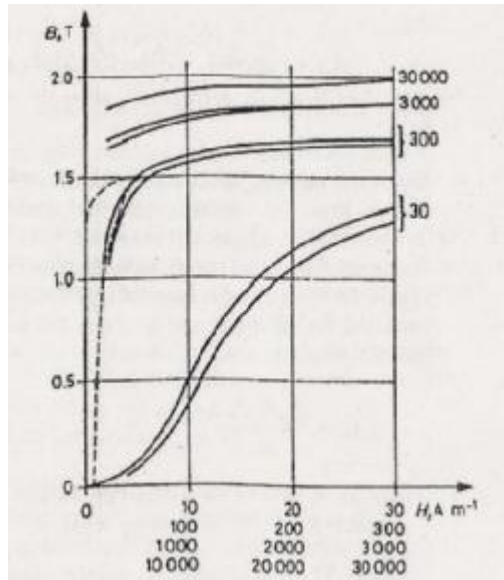


Figura 3.11 Curvas de histéresis de aceros laminados en frío.

La corriente de vacío es rica en armónicos, debido a ello no presenta características magnéticas lineales. Para los materiales CRGO (chapa magnética laminada en frío de grano orientado) la influencia de los armónicos no es la misma, el armónico fundamental tiene un valor de 1 por unidad, el 3^{er} armónico de 0,3 a 0,5 por unidad, el 5^o de 0,1 a 0,3 por unidad y el 7^o de 0,1 a 0,04 por unidad. La influencia de los armónicos superiores al 7^o es insignificante. Teniendo en cuenta los armónicos, la corriente de vacío se calculará mediante la siguiente ecuación

$$I_0 = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots} \quad (3.24)$$

Donde I_1, I_3, I_5, I_7 son valores eficaces.

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

La corriente de vacío supone un valor de entre el 0,2 - 2% aproximadamente de la corriente total en carga del transformador por lo que los armónicos en la corriente de vacío no suponen un incremento apreciable de las pérdidas en el cobre excepto si se producen niveles extremos de saturación del núcleo. Los componentes armónicos de la corriente no contribuyen a las pérdidas en el cobre si la tensión aplicada es sinusoidal.

Si se modifican los componentes armónicos de la corriente de vacío, la densidad de flujo en el núcleo también se ve modificada como se puede observar en la siguiente expresión del flujo

$$\phi_m = \phi_{mp1} \sin \omega t + \phi_{mp3} \sin 3\omega t + \phi_{mp5} \sin 5\omega t + \phi_{mp7} \cos 7\omega t + \dots \quad (3.25)$$

Donde ϕ_{mp1} , ϕ_{mp3} , etc. representan los valores de pico de los armónicos.

Eliminando por ejemplo el tercer armónico de la corriente mediante neutro aislado, el flujo esta ligeramente desviado de la senoide de la corriente magnetizante, como se puede ver en la figura 3.12.

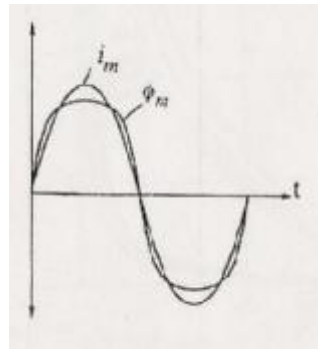


Figura 3.12 Onda de flujo y de la corriente magnetizante eliminando el 3^{er} armónico.

Incluso pequeñas desviaciones en el flujo de su naturaleza sinusoidal introducen apreciables componentes armónicos en la tensión. Esto provoca incrementos en las pérdidas por corrientes parásitas, pero las pérdidas por histéresis disminuyen tanto como el valor máximo del flujo. El efecto total sobre las pérdidas totales en el núcleo dependerá del cambio relativo de ambas pérdidas.

3.6. Estimación de la corriente de inserción (inrush current)

Cuando se desconecta un transformador [Kul04], la corriente de excitación sigue la curva de histéresis hasta el valor cero, sin embargo la densidad de flujo no se hace cero, quedando una densidad de flujo remanente en el núcleo B_r , (ver figura 3.13).

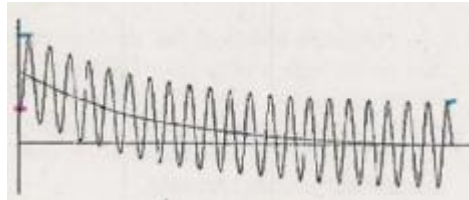


Figura 3.13 Onda de la densidad de flujo.

El flujo es una magnitud que no puede cambiar bruscamente, por lo tanto, si un transformador se desconectara justo en el instante en el que la densidad de flujo pasa por su máximo valor negativo $-B_{mp}$, al volver a conectarlo seguirá conservando esa densidad de flujo, a la que se le sumará la densidad de flujo remanente debida a la desconexión, pudiendo alcanzar un valor de pico máximo de $B_p = B_r + 2B_{mp}$ llevando el núcleo a la saturación.

La corriente de inserción alcanza su valor máximo cuando la conexión se produce en el instante de un paso por cero de la tensión. Si además coincide con el máximo valor posible de la densidad de flujo, la corriente de inserción puede alcanzar valores muy elevados, (ver figura 3.14).

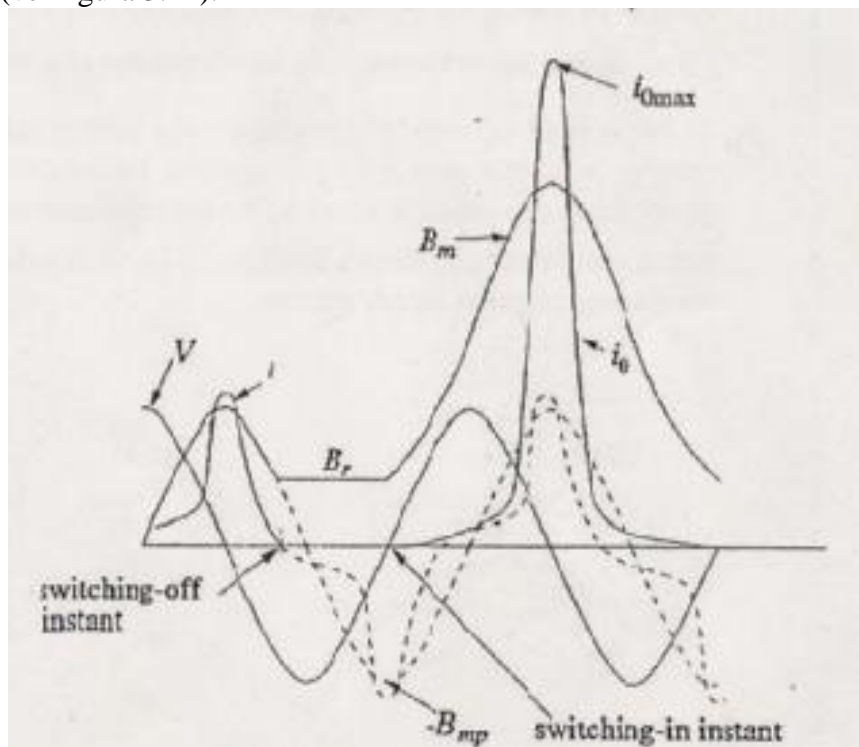


Figura 3.14 Valor máximo de la corriente de inserción.

Como se puede observar en la figura 3.15 la onda de la corriente de inserción se regula en unos pocos ciclos, resultando un valor muy pequeño de corriente.

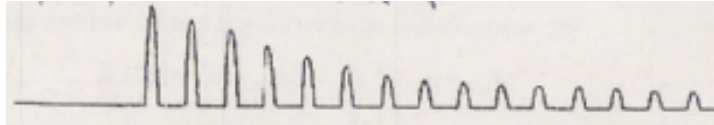


Figura 3.15 Forma típica de la onda de la corriente de inserción cuando coincide con un paso por cero de la tensión.

La corriente de inserción es muy asimétrica y con un alto predominio de los segundos armónicos, los cuales son utilizados por los sistemas de protección para distinguir entre una corriente de inserción y una de cortocircuito y evitar que salten las protecciones ante fenómenos de conexión y desconexión del transformador.

3.6.1. Estimación de la magnitud del primer pico

Para un usuario es muy importante conocer el valor máximo de la corriente de inserción así como su tasa de decaimiento. Supongamos que la inducción de saturación del material magnético es 2,03T. En el transitorio de conexión el núcleo magnético se satura, de modo que parte del flujo circula por el núcleo magnético (el producto de la densidad de flujo de saturación, 2,03T, por el área neta del núcleo, $S_{Fe/neta}$) y el resto del flujo circula por fuera del núcleo, en su mayor parte por el aire. Los amperios vuelta necesarios para producir este flujo que circula por el aire son tan altos, que puede asumirse que también provocan los 2,03 T en el núcleo. Para el instante de conexión más desfavorable del transformador el flujo en el aire puede calcularse mediante la siguiente ecuación

$$\phi_{aire} = \mu_0 \cdot H \cdot A_w = 2\phi_{mp} + \phi_r - 2,03S_{Fe/neta} \quad (3.26)$$

A partir de esta ecuación del flujo, la expresión que da la máxima corriente de inserción (magnitud del primer pico) para un transformador monofásico es la requerida para crear el flujo indicado en el aire

$$i_{0max} = \frac{H_{wl} \cdot H}{N_l} = \frac{(2\phi_{mp} + \phi_r - 2,03S_{Fe/neta})H_{wl}}{\mu_0 \cdot A_w \cdot N_l} = \frac{(2B_{mp} + B_r - 2,03)S_{Fe/neta} \cdot H_{wl}}{\mu_0 \cdot A_w \cdot N_l} \quad (3.27)$$

Donde

- i_{0max} : Corriente de inserción máxima (A)
- A_w : Área englobada por una vuelta de un arrollamiento (m^2)
- $S_{Fe/neta}$: Superficie neta del núcleo (m^2)
- N_l : Número de vueltas del arrollamiento
- H_{wl} : Longitud o altura del arrollamiento de AT (m)
- H : Intensidad de campo magnético (A-vuelta/m)
- ϕ_{mp} : Valor de pico del flujo (Wb)

- ϕ_r : Flujo remanente (Wb)
- B_{mp} : Valor de pico de la densidad de flujo (T)
- B_r : Densidad de flujo remanente (T)

Un transformador trifásico de tres columnas, donde las tres fases están magnéticamente interconectadas, puede ser tratado como tres transformadores monofásicos independientes bajo un transitorio de conexión [Kul04]. Para un transformador con el primario conectado en estrella, la distribución de la corriente máxima de inserción es la que se muestra en la figura 3.16, donde se asume que por la fase “a” pasará el mayor valor de la corriente de inserción máxima en el transitorio de conexión, independientemente de cómo esté conectado el secundario.

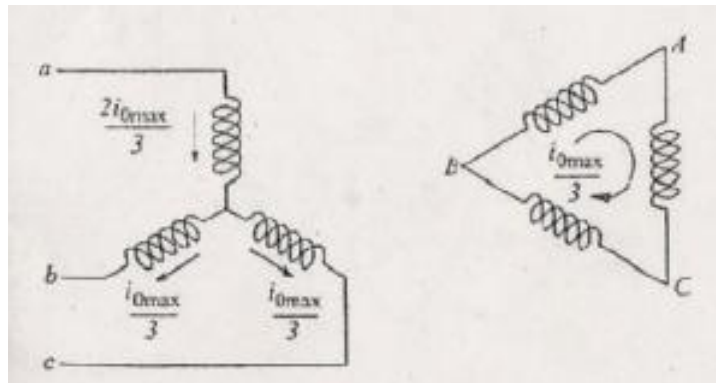


Figura 3.16 Distribución de la corriente de inserción en un transformador Y – Δ .

Como se puede observar la máxima corriente de inserción en un transformador trifásico de tres columnas es aproximadamente igual a dos tercios de la que se daría en un monofásico y tiene lugar en la fase “a” mientras que las de las fases “b” y “c” serán iguales (un tercio cada una) y opuestas a la de la fase “a”.

En el caso de que el secundario estuviese conectado en triángulo como en el representado en la figura 3.16, el triángulo permite la circulación de la secuencia homopolar de la corriente, esto permite que la tensión en el neutro sea un valor estable y mantiene una tensión de línea normal en las tres fases.

Capítulo 4

4. Diseño de los arrollamientos

Los arrollamientos de un transformador están estrechamente relacionados con la impedancia de cortocircuito del mismo (y por tanto con las caídas de tensión en carga y con la corriente de cortocircuito), con las pérdidas de potencia por efecto Joule y con las fuerzas entre arrollamientos en cortocircuito. Por tanto su dimensionado debe tener en cuenta todos esos aspectos.

La impedancia de cortocircuito de un transformador es una de las especificaciones más importantes, pues tiene un impacto significativo en su diseño global. El coste de los materiales de un transformador depende del valor de la impedancia de cortocircuito especificada. Generalmente existe un valor de la impedancia con el que se obtiene un coste mínimo de materiales [Kul04].

- Si la impedancia es menor que esa impedancia óptima, el precio aumenta ya que la corriente de cortocircuito y las fuerzas serán demasiado altas con lo cual será necesario el uso de una menor densidad de corriente y con ello se incrementa el contenido de material.
- Si la impedancia requerida es mayor que la óptima se incrementarán las pérdidas en los arrollamientos y las pérdidas parásitas en las partes estructurales dando lugar a unas mayores pérdidas en carga y una mayor temperatura del aceite y de los arrollamientos, por lo que habrá que aumentar el contenido en cobre y/o usar una refrigeración extra.

Por lo dicho anteriormente, en este capítulo se deben seleccionar el tipo de conductor a utilizar, así como el tipo de arrollamientos. En el apartado 4.1 se muestran los tipos de arrollamientos utilizados en los transformadores, mientras que en el apartado 4.2 se muestran los tipos de conductores.

Además, se debe seleccionar la densidad de corriente (apartado 4.3), la sección de los conductores (apartado 4.4) y las dimensiones de los arrollamientos (apartado 4.4), las pérdidas de potencia activa (apartado 4.5), comprobar la impedancia de cortocircuito (apartado 4.6) y las fuerzas sobre los conductores que son admisibles (apartado 4.7).

4.1. Tipo de arrollamientos

En transformadores de potencia de columnas existen dos maneras principales de arrollar las bobinas: por discos o por capas, como se muestra en la figura 4.1 [Del02]. Ambos tipos son arrollamientos cilíndricos, con una sección transversal rectangular.

Los dos se usan en la práctica, cada uno tiene sus partidarios y según la aplicación alguno de los dos puede ser más eficiente. Sin embargo, por lo general, ambos pueden ser diseñados para un correcto funcionamiento en cuanto a facilidad de refrigeración, capacidad para soportar sobretensiones, resistencia mecánica y capacidad para soportar condiciones de cortocircuito. En ocasiones estas bobinas se arrollan con más de un hilo o cable en paralelo, en cuyo caso es necesario hacer transposiciones como se verá en el apartado 4.4.5.

4.1.1. Arrollamientos por discos

En un arrollamiento por discos (ver figura 4.1a), las espiras están colocadas en capas horizontales llamadas discos, los cuales se arrollan alternativamente de fuera a dentro y de dentro a fuera. En los discos continuos, dos espiras adyacentes tienen una diferencia de potencial entre ellas igual a la tensión por espira obtenida en el apartado 3.1; la última vuelta interior o exterior sirve de transición entre capas adyacentes. Si el disco tiene una sola espira se llama *arrollamiento helicoidal*. El número total de espiras es el que suele dictar si el arrollamiento será helicoidal o por discos. Las espiras dentro de un disco suelen estar en contacto por lo que los conductores metálicos está separados por una doble capa de aislamiento. Entre los discos se colocan unos separadores (*key spacers* en la figura 4.2). El espacio creado entre los discos por los separadores permite que fluya el líquido de refrigeración, aceite normalmente, además de proporcionar espacio libre para soportar la diferencia de tensión existente entre ellos.

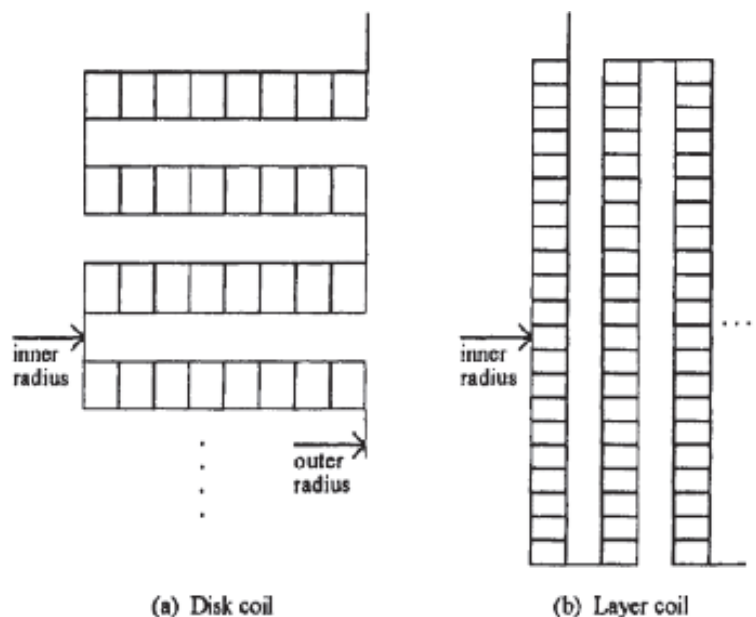


Figura 4.1 Las dos mejores formas de construir los arrollamientos para transformadores de potencia.
a) Por discos. b) Por capas.

Los conductores tienen una estructura bastante compleja como se puede observar en la figura 4.2 que muestra un arrollamiento por discos, en este caso es un arrollamiento helicoidal dado que tiene una sola espira [Del02].

Las secciones están separadas verticalmente mediante separadores hechos de pressboard para permitir la refrigeración de la bobina mediante el paso del aceite. La altura habitual de los separadores verticales es de 4 o 5 mm. Las bobinas están sujetas unas a otras por el centro mediante trozos de madera y cilindros de pressboard. En el exterior de las bobinas existen materiales de sujeción similares excepto en las zonas muy próximas a las bobinas. Debido a los diferentes materiales utilizados, pressboard, papel, madera, el cobre de los conductores y debido a las numerosas aberturas para la circulación del aceite, realizar un análisis de esfuerzos sería muy complicado sin hacer una serie de aproximaciones adecuadas.

A pesar de las distintas secciones que se pueden apreciar en la figura 4.2, los cables deben mantener la continuidad eléctrica entre secciones para que la bobina tenga una estructura helicoidal. Para realizar el análisis de esfuerzos se considerará que el paso de la hélice es lo suficientemente pequeño como para que la bobina pueda considerarse como las distintas secciones horizontales que se muestran en la figura (ver figura 4.2). Además se supone que estas secciones se cierran formando anillos.

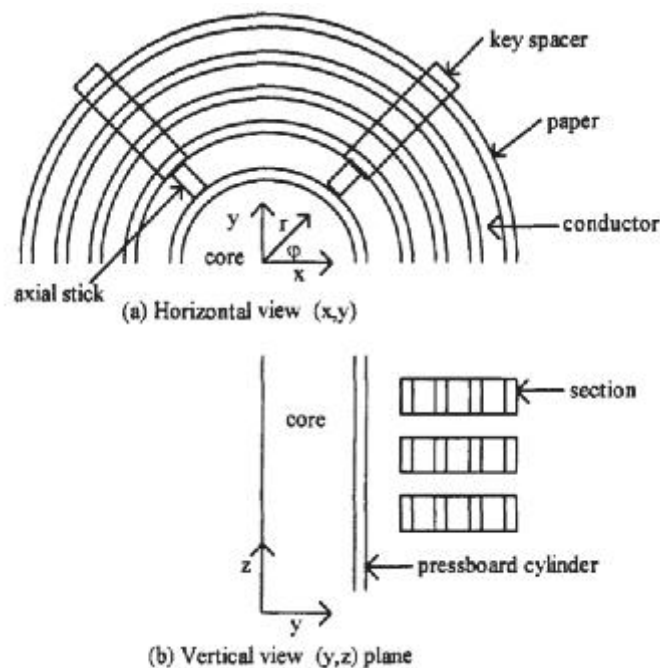


Figura 4.2 Detalles de un arrollamiento por discos.

4.1.2. Arrollamiento por capas

En un arrollamiento por capas (ver figura 4.1b), las bobinas se arrollan en capas verticales: de arriba-abajo, de abajo-arriba, etc. Las espiras normalmente se encuentran en contacto unas con otras, pero las capas están separadas por medio de separadores para que el aceite de refrigeración pueda pasar entre ellas. Estas bobinas suelen ser continuas sirviendo la espira de abajo o la de arriba como transición entre capas.

4.2. Tipos de conductores

Existen dos tipos principales de conductores:

- Magnetic wire o flat wire
- Transposed cable o cable transpuesto

La selección del tipo de pletina juega un papel muy importante en el rendimiento del transformador.

4.2.1. Magnetic wire

El *magnetic wire* consiste en un único hilo de cobre rodeado de una cubierta de papel (Figura 4.3). De cara a la capacidad para soportar esfuerzos de repulsión entre arrollamientos, cada hilo se considera independiente de los demás.

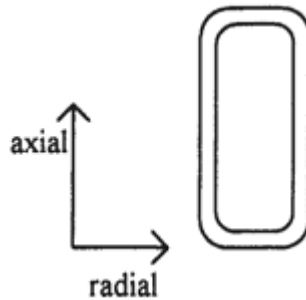


Figura 4.3 Magnetic wire, cable magnético.

4.2.2. Transposed cable, cable transpuesto

El *transposed cable*, o cable transpuesto, se compone de múltiples hilos de cobre recubiertos de esmalte dispuestos de manera casi rectangular, como se muestra en la figura 4.4. En la figura 4.5 se observa como se ha hecho la transposición, la cual hace girar los diferentes hilos de modo que cada uno de ellos ocupa todas las posiciones mostradas.

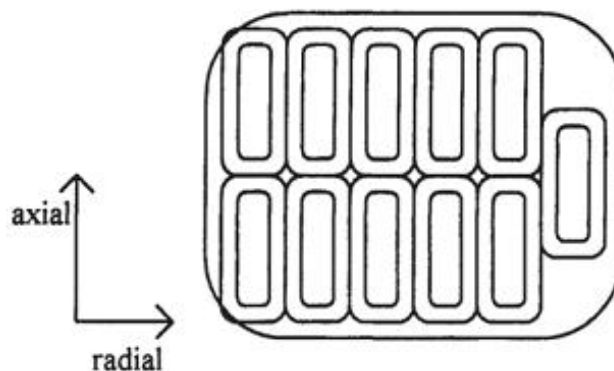


Figura 4.4 Transposed cable, cable transpuesto.

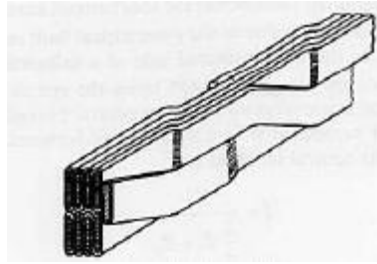


Figura 4.5 Transposed cable.

Las transposiciones otorgan mayor rigidez al grupo de hilos. Además, frecuentemente se hace uso de un cable encintado en resina (bonded cable), en el cual todos los hilos se unen por medio de un recubrimiento epóxico sometido a un tratamiento térmico. Desde el punto de vista de la capacidad para soportar esfuerzos de cortocircuito, este cable puede ser tratado como una estructura rígida, aunque los autores muestran ciertas dudas sobre cómo evaluar las propiedades de los materiales. Con o sin unión epoxi, es necesario hacer una serie de aproximaciones en cuanto al modelo de cable para el análisis de esfuerzos. Sin unión epoxi, se considerará para la fuerza radial que el cable tiene un espesor radial (esto es, en la dirección perpendicular al eje de simetría de la bobina) equivalente a dos hilos radiales. Con unión epoxi se suele admitir que grosor radial equivalente es el 80% del espesor radial real [Del02].

4.3. Selección de la densidad de corriente

Los hilos y las pletinas de los arrollamientos se seleccionan según la corriente que vaya a circular por ellos. Mientras que para calcular el tamaño de un conductor se debe tener en cuenta tanto el material del arrollamiento como la densidad de corriente.

Para comenzar con una selección preliminar de la densidad de corriente se tomarán los siguientes valores dependiendo del material [Das02]:

- Para arrollamientos de aluminio: $1,5 \text{ A/mm}^2$
- Para arrollamientos de cobre: 3 A/mm^2

En algunas ocasiones la selección de la densidad de corriente viene impuesta por las restricciones del comprador.

4.4. Dimensiones de los arrollamientos

4.4.1. Arrollamiento de alta tensión

Para transformadores de distribución de potencia media, los conductores que se seleccionan para el primario son en su mayoría redondos y su diámetro puede calcularse a partir del área del conductor disponible de la forma siguiente

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

$$\text{Área del conductor} = \frac{\text{Corriente por fase}}{\text{densidad de corriente}} = \pi \cdot \frac{d_c^2}{4} \quad [\text{m}^2] \quad (4.1)$$

Donde d_c es el diámetro del conductor de alta tensión desnudo.

Después de calcular el diámetro del conductor de la manera indicada anteriormente, éste debe ser revisado en las tablas estandarizadas de conductores. En caso de que el diámetro del conductor sea superior a 3,5 mm, se debe seleccionar una pletina rectangular de área equivalente en lugar de un conductor redondo (ver tabla 4.2), ya que se conseguirán mejores resultados (factor de relleno).

A la hora de seleccionar el conductor, es muy importante tener en cuenta el área superficial disponible, así como el factor de relleno. Un conductor redondo tiene menor área superficial y como consecuencia peor factor de relleno (space factor en la tabla 4.1). Esto puede verse muy bien en el ejemplo que se muestra a continuación (ver tabla 4.1).

	Round conductor of diameter: 3.6 mm	Equivalent strip: 6 × 1.7 mm
Cross-sectional area	$\frac{\pi d^2}{4} = 10.18 \text{ sq mm}$	10.2 sq mm
Surface length	$\pi \times d = 11.3 \text{ mm}$	$(L \times B) \times 2 = 15.4 \text{ mm}$
Space factor	1.27	1.0

Tabla 4.1 Comparación del factor de espaciado entre un conductor redondo y uno rectangular.

Observando el ejemplo se llega a la conclusión de que la pletina rectangular tiene un perímetro mayor y un factor de relleno un 27% mayor que el conductor redondo.

Para el caso de pletinas rectangulares, la sección neta es un poco menor al producto altura (o ancho en la tabla) por espesor debido a que los cantos están redondeados (ver tabla 4.2)

Ancho (mm)	Espesor (mm)																	
	0,80	0,90	1,00	1,12	1,25	1,40	1,60	1,80	2,00	2,24	2,50	2,80	3,15	3,55	4,00	4,50	5,00	5,60
2,00	1,463	1,626	1,785	2,025	2,285	2,585												
2,24	1,655	1,842	2,025	2,294	2,585	2,921	3,369											
2,50	1,863	2,076	2,285	2,585	2,910	3,285	3,785	4,137										
2,80	2,103	2,346	2,585	2,921	3,285	3,705	4,265	4,677	5,237									
3,15	2,383	2,661	2,935	3,313	3,723	4,195	4,825	5,307	5,937	6,693								
3,55	2,703	3,021	3,335	3,761	4,223	4,755	5,465	6,027	6,737	7,589	8,326							
4,00	3,063	3,426	3,785	4,265	4,785	5,385	6,185	6,837	7,637	8,597	9,451	10,65						
4,50	3,463	3,876	4,285	4,825	5,410	6,085	6,985	7,737	8,637	9,717	10,70	12,05	13,03					
5,00	3,863	4,326	4,785	5,385	6,036	6,785	7,785	8,637	9,637	10,64	11,95	13,45	15,20	17,20				
5,60	4,343	4,866	5,385	6,057	6,785	7,625	8,745	9,717	10,84	12,018	13,45	15,13	17,09	19,33	21,54			
6,30	4,903	5,496	6,085	6,841	7,660	8,606	9,865	10,96	12,24	13,75	15,20	17,09	19,30	21,62	24,34	27,49		
7,10		6,216	6,885	7,737	8,660	9,725	11,15	12,42	13,84	15,54	17,20	19,33	21,82	24,60	27,54	31,09	34,64	
8,00			7,785	8,745	9,785	10,99	12,59	14,04	15,64	17,56	19,45	21,85	24,65	27,85	31,14	35,14	38,14	43,94
9,00				9,865	11,04	12,39	14,19	15,84	17,64	19,60	21,95	24,65	27,80	31,40	35,14	39,64	44,14	49,54
10,00					12,29	13,79	15,79	17,64	19,64	22,04	24,45	27,45	30,95	34,95	39,14	44,14	49,14	55,14
11,20						15,47	17,71	19,80	22,04	24,73	27,45	30,81	34,73	39,21	43,94	49,54	55,14	61,86
12,50							19,79	22,14	24,64	27,64	30,70	34,45	38,83	43,83	49,14	55,39	61,64	69,14
14,00								24,84	27,64	31,00	34,45	38,65	43,55	49,15	55,14	62,14	69,14	77,54
16,00									31,64	35,48	39,45	44,25	49,85	56,25	63,14	71,14	79,14	88,74

Tabla 4.2 Dimensiones normalizadas y sección neta de las pletinas de cobre desnudas.

4.4.2. Arrollamiento de baja tensión

La corriente que atraviesa el arrollamiento de baja tensión es generalmente alta, por lo que es frecuente utilizar un conductor rectangular. Para transformadores de potencias elevadas se suelen utilizar pletinas múltiples en paralelo.

La corriente tiende a fluir por la superficie de los conductores, comúnmente conocido como el efecto pelicular. Se debe ser muy selectivo a la hora de escoger la pletina final. Su elección puede justificarse bastante bien mediante el cálculo que se muestra a continuación.

Por ejemplo, si se quiere obtener una pletina que tenga una sección transversal de 54mm^2 se puede tomar una pletina equivalente de tamaño de $9 \times 6\text{ mm}$ como se muestra en la figura 4.6a.

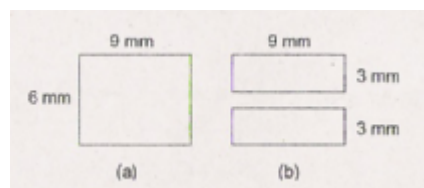


Figura 4.6 Pletina rectangular de un arrollamiento de baja tensión.

El perímetro de la pletina es

$$\text{perímetro} = 2 \cdot (9 + 6) = 30\text{mm}$$

Como alternativa a esta pletina, se pueden elegir dos pletinas en paralelo, con un tamaño cada una de $9 \times 3\text{ mm}$ como se puede ver en la figura 4.6b).

En este caso la sección transversal del conductor será

$$\text{sección transversal} = 2 \cdot (9 \cdot 3) = 54\text{mm}^2$$

Como se puede ver es exactamente igual a la de la pletina original. Pero esta alternativa es mejor que la pletina única por su perímetro, que este caso será

$$\text{perímetro} = 2 \cdot (9 + 6) \cdot 2 = 48\text{mm}$$

El perímetro en este caso es 1,6 veces mayor que el de la pletina única. Esta es una de las razones por las que se usan más las pletinas en paralelo que una única pletina gruesa ya que disminuyen el efecto pelicular al tener un perímetro mayor.

A continuación se muestran los resultados obtenidos en una tabla para una mejor apreciación de los mismos (ver tabla 4.3).

Description	Strip size (9 × 6) mm	Alternative strip size 2 nos. (9 × 3) mm	Remarks
Cross-sectional area	54 sq mm	54 sq mm	Both are equal.
Surface length	30 mm	48 mm	The alternative strip has a better surface length.
Ratio of surface length	—	$\frac{48}{30} = 1.6$ times	Skin effect on the alternative strip will be reduced, yielding less stray loss.

Tabla 4.3 Comparación del perímetro de una única pletina gruesa con pletinas múltiples en paralelo.

4.4.3. Máxima altura de una pletina

Por lo general, el espesor de la pletina no debería ser mayor que la mitad de su altura. Siguiendo con el ejemplo anterior donde la pletina tenía 9 mm de altura, el espesor máximo sería de 4,5 mm.

La relación máxima altura-espesor de una pletina se puede escribir

$$\frac{\text{altura}}{\text{espesor}} \geq 2 \quad (4.2)$$

4.4.4. Mínima altura de una pletina

La limitación del espesor con respecto a la altura en este caso es de 1:6, pero en la práctica no debería ser menor de 1:4. Por lo tanto, en el ejemplo anterior el espesor mínimo de la pletina debería ser de $9/4 = 2,25$ mm.

La relación mínima altura-espesor de una pletina se puede escribir

$$\frac{\text{altura}}{\text{espesor}} \leq 4 \quad (4.3)$$

Entre los fabricantes existe la tendencia a utilizar una única pletina gruesa en lugar de varias en paralelo por el simple hecho de evitarse la transposición.

4.4.5. Transposición

Si una bobina ha sido diseñada con más de una pletina y estas están situadas unas encima de las otras, entonces es necesario hacer una transposición.



Figura 4.7 Diagrama esquemático de transposición.

En el caso de una bobina sin transposición, la pletina situada debajo (Nº 2 en la figura 4.7^a) tendrá en comparación menor longitud media que la pletina de arriba (Nº 1 de la figura 4.7^a). En cuyo caso, al ser las longitudes diferentes, las resistencias de ambas pletinas también serán diferentes. Cuando se colocan en paralelo dos pletinas con distinta resistencia, por la pletina colocada debajo circulará un porcentaje mayor de la corriente ya que su resistencia es menor, mientras que por la pletina de arriba pasará menos corriente debido a su mayor resistencia. Esta distribución desigual de la corriente en las pletinas afectará al rendimiento, especialmente contribuyendo en el aumento de las pérdidas en carga.

El propósito de la transposición es conseguir que la longitud de las pletinas sea lo más similar posible, obteniendo con ello que la resistencia de ambas pletinas sea la misma. La distribución de la corriente entre las pletinas puestas en paralelo de una bobina correctamente transpuesta será la misma, lo que supone una gran ventaja frente a una bobina no transpuesta. La transposición también se hace para minimizar la reactancia de dispersión. Una bobina no transpuesta es una de las razones que provoca una reactancia mayor al valor calculado en el diseño. En la figura 4.7b se puede observar un esquema de cómo se hace una transposición entre dos pletinas.

Por lo tanto una bobina sin transposición siempre tendrá mayores pérdidas en carga y mayor reactancia que los valores de diseño calculados. Es muy importante tener esto en cuenta a la hora de diseñar bobinas con múltiples pletinas y realizar una correcta transposición para asegurar un funcionamiento óptimo.

4.4.6. Dimensiones de los arrollamientos

En un transformador de columnas los arrollamientos son cilindros huecos. La sección de dicho cilindro es un rectángulo. Una vez calculada la sección de cobre de los arrollamientos queda por distribuir esa superficie en un rectángulo (esto es, por determinar la altura del cilindro y su espesor), o si se quiere decir, por determinar su factor de esbeltez. Este problema no es un problema trivial, ya que la resistencia mecánica del transformador para soportar esfuerzos de cortocircuito depende del cociente entre espesor del cilindro y diámetro del cilindro. La elección del factor de esbeltez también debe ser compatible con una distancia de aislamiento suficiente. Por último, las dimensiones del núcleo magnético (altura de la columna y longitud de la culata), y con ella el precio del núcleo magnético, dependen del factor de esbeltez del arrollamiento, y por tanto éste es un problema económico.

Dado que los problemas mencionados (capacidad para resistir esfuerzos de cortocircuito, optimización económica del núcleo) se salen del objetivo de este proyecto fin de carrera, para elegir las dimensiones de los arrollamientos se realizó un pequeño estudio estadístico para ver qué cocientes se mantienen bastante constantes en diferentes diseños de transformadores. De este estudio se vio que el espesor del arrollamiento de BT dividido entre el diámetro del núcleo oscila entre 0,09 y 0,17, con un valor medio de 0,12 y una desviación típica de 0,018 (esto es, la desviación típica es un 15% del valor medio). Por lo que se refiere a los arrollamientos de AT, el cociente entre el espesor y el diámetro del núcleo de los transformadores analizados oscila entre 0,11 y 0,21, con un valor medio de 0,15 y una desviación típica de 0,03 (esto es un 20% del valor medio).

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

En nuestro caso, como datos se partida, se tomará 0,15 para el arrollamiento de AT y 0,13 para el arrollamiento de BT.

En realidad, esas dimensiones son dimensiones preliminares y sirven para orientarse, ya que la anchura del arrollamiento depende del espesor de las pletinas utilizadas y de la existencia o no de canales de refrigeración internos a los arrollamientos.

La altura de los diferentes arrollamientos suele hacerse lo más parecida posible. Sin embargo, en ocasiones es muy difícil hacer que las alturas sean exactamente iguales debido a que las pletinas utilizadas en cada uno de los arrollamientos no tienen la misma altura. Como consecuencia de ello, en ocasiones el arrollamiento terciario y el de regulación son un poco más bajos que los arrollamientos de AT y BT que suelen ser casi iguales.

4.5. Pérdidas de potencia activa

La resistencia de un conductor de longitud l_c y de sección transversal A_c , fabricado de un material cuya resistividad es ρ , es

$$R = \frac{\rho \cdot l_c}{A_c} \quad [\Omega] \quad (4.4)$$

La corriente que fluye por ese conductor, con una densidad de corriente J , es

$$I = J \cdot A_c \quad [A] \quad (4.5)$$

El valor de las pérdidas de potencia activa sin tener en cuenta las pérdidas suplementarias derivadas de la circulación de corriente alterna tiene la siguiente expresión

$$P_{dc} = \rho \frac{l_c}{A_c} J^2 \cdot A_c^2 \quad [W] \quad (4.6)$$

Considerando que la masa W_c de un arrollamiento hecho de un material conductor cuya densidad es d es igual a $d = W_c / A_c \cdot l_c$, entonces la ecuación anterior de pérdidas puede escribirse como

$$P_{dc} = \frac{\rho}{d} J^2 \cdot W_c \quad [W] \quad (4.7)$$

De acuerdo con las especificaciones estándar internacionales, las pérdidas en transformadores sumergidos en aceite deberían determinarse para una temperatura en sus arrollamientos de 75 °C [Kar87]. A esta temperatura la resistividad del cobre es $\rho_{Cu75^\circ} = 0,0216 \Omega mm^2 / m$ y para el aluminio $\rho_{Al75^\circ} = 0,036 \Omega mm^2 / m$. La densidad del cobre es $d_{Cu75^\circ} = 8,9 kg / dm^3$ y la del aluminio $d_{Al75^\circ} = 2,7 kg / dm^3$. Con estos datos las

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

pérdidas por unidad de masa para los conductores de cobre y aluminio a 75 °C pueden escribirse respectivamente de la siguiente forma

$$p_{dc} = P_{dc} / m = 2,42J^2 \quad [\text{W/kg}] \quad (4.8)$$

$$p_{dc} = P_{dc} / m = 13,3J^2 \quad [\text{W/kg}] \quad (4.9)$$

Donde la densidad de corriente J está en A/mm^2 .

Para el cálculo de la masa de los arrollamientos se tiene la siguiente relación

$$W_c = m_f \cdot N \cdot D_m \cdot \pi \cdot A_c \cdot d \cdot 10^{-6} \quad [\text{kg}] \quad (4.10)$$

Donde

- m_f : Número de fases
- N : Número de espiras
- D_m : Diámetro medio del arrollamiento (mm)
- A_c : Sección transversal del conductor (mm^2)
- d : Densidad del material del conductor (kg/dm^3)

Las pérdidas de potencia activa varían con la temperatura dentro del rango de temperaturas esperadas en un transformador (próximas a la temperatura nominal del transformador). La relación existente entre las pérdidas para la menor temperatura esperada P_{dcc} y las pérdidas para la mayor temperatura esperada P_{dcw} en los arrollamientos es

$$P_{dcw} = P_{dcc} \frac{235 + t_w}{235 + t_c} \quad [\text{W}] \quad (4.11)$$

Donde t_w y t_c son las temperaturas mayor y menor esperadas en los arrollamientos.

Las pérdidas totales en los arrollamientos de un transformador y su entorno, son mayores, debido a las pérdidas adicionales, que las pérdidas dc. Esta diferencia es debida a las pérdidas por las corrientes parásitas que el flujo de dispersión origina en los arrollamientos y en las partes metálicas que los rodean. Estas pérdidas se denominan pérdidas suplementarias en cortocircuito y se miden cuando, como indica su nombre, el transformador se encuentra en condiciones de cortocircuito.

Las líneas del flujo de dispersión inducen corrientes parásitas en el plano perpendicular a su dirección. Para el cálculo de las pérdidas suplementarias se precisa conocer el flujo de dispersión. El modelo de cálculo de las pérdidas suplementarias es válido tanto para arrollamientos por discos como por capas.

En la figura 4.8a se muestra la f.m.m. que da origen a dicho flujo disperso (parte superior de la figura 4.8a), así como las líneas de flujo de dispersión en la ventana del transformador en el supuesto de que los arrollamientos del transformador fueran infinitamente largos y estuvieran sumergidos por todas las direcciones dentro de un medio homogéneo. En realidad, estas suposiciones no son ciertas, ya que los

arrollamientos tienen una altura dada y el arrollamiento está alojado en la ventana del transformador, con lo que la permeabilidad del hierro es diferente de la del aire. Esto hace que las líneas de flujo de dispersión se comben como se muestra en la figura 4.8b. En los arrollamientos utilizados en la práctica la componente axial de la densidad de flujo de dispersión en el centro de los arrollamientos es casi dos veces mayor que en los extremos. La causa de esta discrepancia es que algunas líneas de inducción abandonan el canal de dispersión cuando atraviesan las espiras de los arrollamientos (ver figura 4.8b) y por tanto las componentes del flujo perpendiculares a la dirección de los conductos de dispersión (esto es, en dirección radial) no pueden depreciarse. Sin embargo, el cálculo de la componente de las líneas de inducción en la dirección radial (perpendicular a la altura del arrollamiento) es bastante complejo, por lo que en lo sucesivo utilizaremos sólo las líneas de inducción de dispersión que transcurren según la dirección axial. A pesar de estas hipótesis, la ecuación que se va a utilizar proporciona unos resultados bastante semejantes a los obtenidos en las medidas.

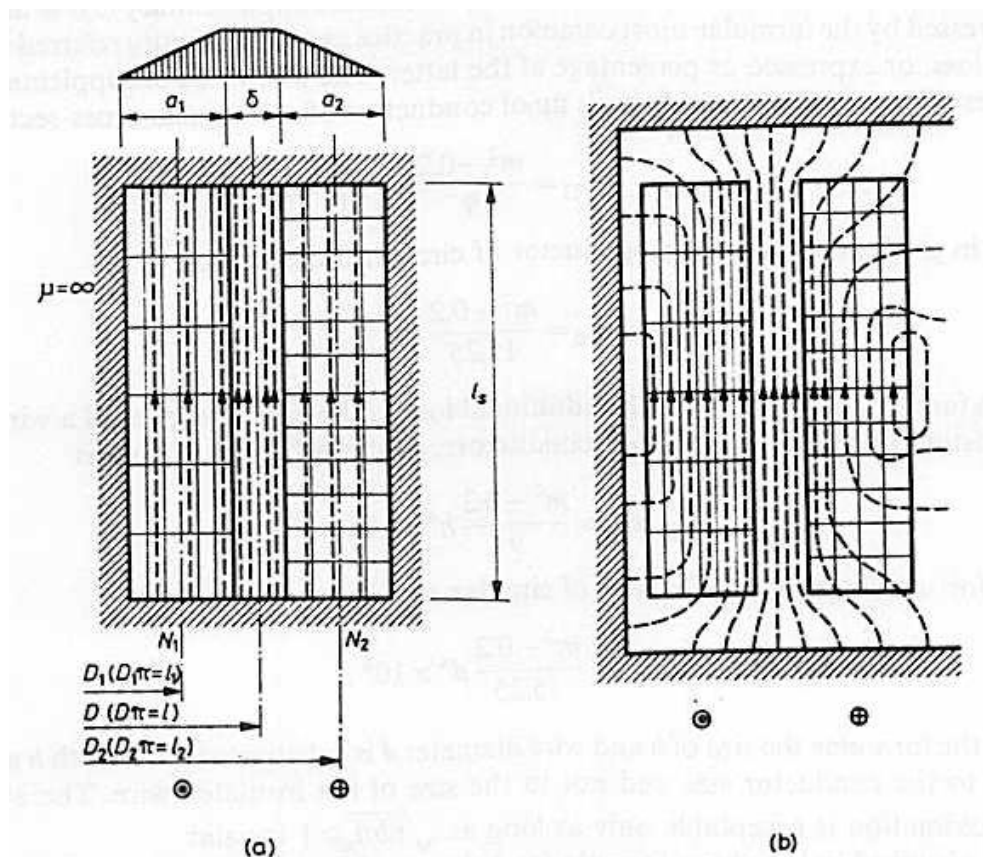


Figura 4.8 Campo magnético de dispersión de un arrollamiento en condiciones de cortocircuito:
a) Idealizado; b) Condiciones reales.

El campo magnético de dispersión es producido por las corrientes que circulan por los arrollamientos. Como se verá posteriormente, si se admite que la corriente en los conductores se distribuye de forma uniforme, el campo magnético que da origen al flujo de dispersión aumenta linealmente desde un valor nulo en la parte interna del arrollamiento interior hasta un valor máximo en la parte externa de dicho arrollamiento interior. En el espacio entre arrollamientos (que en adelante denominaremos canal de dispersión), la f.m.m. se mantiene constante para disminuir hasta cero en la parte

exterior del segundo arrollamiento (o arrollamiento externo) (Ver figura 4.8a parte superior). Aplicando la ley de Ampere a una línea de circulación que abarque un arrollamiento completo, se puede obtener el valor de cresta de la densidad de flujo en el canal de dispersión, que resulta

$$B_p = \mu_0 \frac{I_1 \cdot N_1 \sqrt{2}}{l_s} R_{og} = \mu_0 \frac{I_2 \cdot N_2 \sqrt{2}}{l_s} R_{og} \quad [\text{T}] \quad (4.12)$$

Donde

- μ_0 : Permeabilidad del vacío ($4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$)
- I_1, I_2 : Valor eficaz de las corrientes de primario y secundario (A)
- l_s : Longitud del conducto de fuga (m)
- R_{og} : coeficiente de Rogowski, que tiene en cuenta curvatura de las líneas de inducción en las partes extremas de los arrollamientos (efectos de borde)

Las corrientes parásitas son inducidas en los conductores de los arrollamientos por las líneas de flujo de dispersión que transcurren por el interior de los arrollamientos (partes creciente y decreciente de la figura 4.8a parte superior) Las pérdidas por unidad de masa que aparecen en un conductor de cobre atravesado por líneas de flujo que evolucionan de forma sinusoidal en el tiempo con una densidad de flujo de pico B son [Kar87]

$$\frac{P}{W_c} = 1.65 \frac{f^2 \cdot B_{dm}^2 \cdot e_c^2}{\rho_{cu} \cdot d_{cu}} \quad [\text{W/kg}] \quad (4.13)$$

Donde

- f : Frecuencia (Hz)
- B_{dm} : Densidad de flujo de dispersión media (T)
- e_c : Tamaño del conductor en la dirección perpendicular a las líneas de flujo, es decir, el espesor del conductor (h en la figura 4.9a) (m)
- ρ_{cu} : Resistividad del cobre ($\Omega \text{ m}$)
- d_{cu} : Densidad del cobre (kg/m^3)

Las pérdidas más elevadas se producen en las proximidades de los canales de dispersión, pues es ahí donde la inducción de dispersión es mayor. Si las líneas de inducción tuvieran únicamente dirección axial, la expresión [4.13] sería suficiente para calcular las pérdidas suplementarias. En la práctica, en los extremos del arrollamiento las líneas de inducción se curvan, por lo que pueden ser descompuestas en una componente axial y otra componente radial. En ese caso la expresión [4.13] ha de ser aplicada dos veces, una utilizando la componente axial de la inducción y otra utilizando la componente radial; en cada uno de los casos w_c (h en la figura 4.9a) es la dimensión del conductor en la dirección perpendicular a la componente considerada de las líneas de flujo. Las pérdidas suplementarias son la suma de ambas componentes. Como se indicó anteriormente, no es sencillo evaluar la componente radial de la inducción.

En transformadores con disposiciones de los arrollamientos diferentes a las mostradas en la figura 4.8, la forma de la distribución de f.m.m. es más compleja que la ahí dibujada. Como ejemplo, en la figura 4.9 se muestra la distribución de la inducción de dispersión en diferentes casos, entre los que merece la pena destacar (ver figura 4.9d) el caso de que el arrollamiento de AT se encuentre en serie con un arrollamiento de regulación dispuesto en un cilindro más externo al arrollamiento de AT.

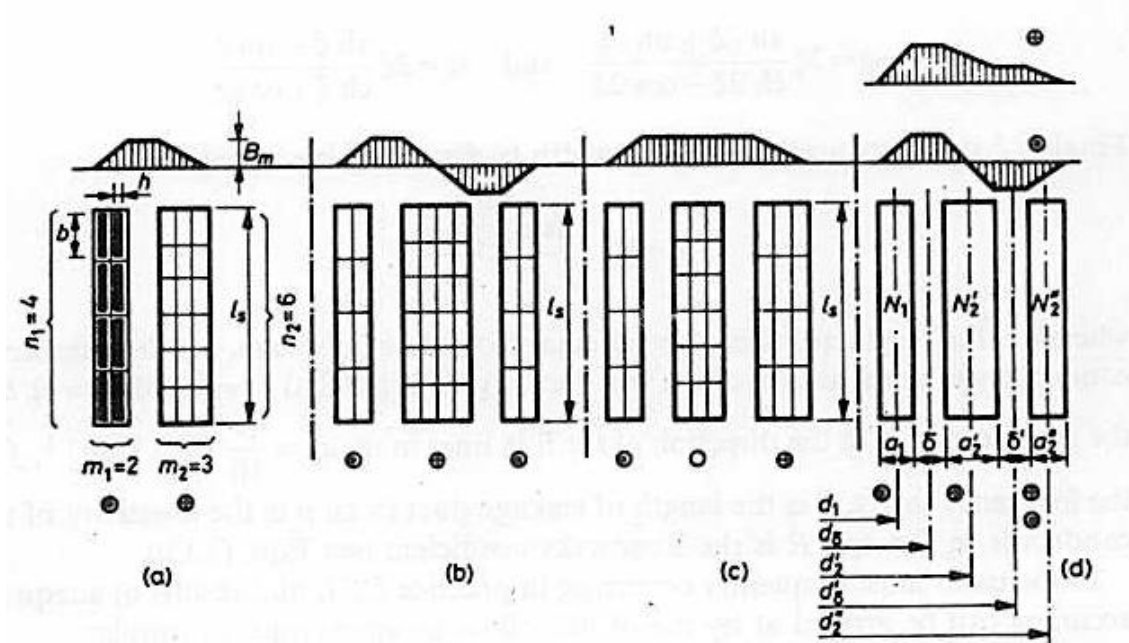


Figura 4.9 Distribuciones del flujo de dispersión. a) Dos arrollamientos; b) Un primario y dos arrollamientos cargados; c) Un primario y un arrollamientos cargado con medio arrollamiento descargado; d) Un primario, un secundario y un arrollamiento de regulación.

Las pérdidas debidas a las corrientes parásitas pueden calcularse para todos los casos mostrados en la figura 4.9 mediante la ecuación [4.13], siempre que la dirección y la magnitud de las líneas de flujo sean conocidas. Lo más común y representativo es expresar estas pérdidas como la proporción que suponen de las pérdidas dc.

$$\frac{P_{ac}}{P_{dc}} = \varphi + \psi \frac{m^2 - 1}{3} \quad (4.14)$$

Donde m es el número de conductores dispuestos en dirección perpendicular a los conductos de fuga (número de capas en los arrollamientos por capas, número de espiras por disco en los arrollamientos de discos) y los valores de φ y de ψ son respectivamente

$$\varphi = 2\xi \frac{\text{sh}2\xi + \text{sen}2\xi}{\text{ch}2\xi - \cos 2\xi}; \quad \psi = 2\xi \frac{\text{sh}\xi - \text{sen}\xi}{\text{ch}\xi + \cos \xi} \quad (4.15)$$

Por último, ξ la anchura reducida del conductor (adimensional)

$$\xi = e_c \sqrt{\frac{n_d \cdot a_c}{l_s} R_{og} \frac{\mu_0 \cdot f}{\rho}} \quad [4.16]$$

Donde

- e_c : Dimensión del conductor perpendicular a las líneas de flujo (m)
- n_d : Número de conductores en la dirección de las líneas de flujo (n en la figura 4.9a)
- a_c : Dimensión del conductor en la dirección de las líneas de flujo (b en la figura 4.9a) (m)
- μ_0 : Permeabilidad del vacío ($4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$)
- f : Frecuencia (Hz)
- l_s : Longitud del canal de dispersión (m)
- ρ_{cu} : Resistividad del cobre ($\Omega \text{ m}$)
- R_{og} : coeficiente de Rogowski

En los casos que se dan con mayor frecuencia en la práctica $\xi \leq 1$, utilizando las siguientes ecuaciones aproximadas se obtienen resultados con suficiente precisión

$$\varphi = 1 + \frac{4}{45} \xi^4; \quad \psi = \frac{1}{3} \xi^4 \quad (4.17)$$

Utilizando las expresiones [4.17], el valor en p.u. de las pérdidas adicionales se obtiene multiplicando las pérdidas en corriente continua por el siguiente factor

- Conductor de sección rectangular:

$$k_r = \frac{m^2 - 0,2}{9} \xi^4 \quad (4.18)$$

- Conductor de sección circular:

$$k_c = \frac{m^2 - 0,2}{15,25} \xi^4 \quad (4.19)$$

De forma algo más simplificada, si $\sqrt{\frac{n_d \cdot a_c}{l_s}} \cong 1$ se pueden utilizar las siguientes expresiones:

- Conductor de sección rectangular:

$$k_r = \frac{m^2 - 0,2}{9} e_c^4 \cdot 10^8 \quad (4.20)$$

- Conductor de sección circular:

$$k_c = \frac{m^2 - 0,2}{15,25} d_c^4 \cdot 10^8 \quad (4.21)$$

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

Donde la distancia e_c y el diámetro del conductor d_c se sustituyen en metros, ambos se refieren al tamaño del conductor sin contar el aislamiento.

Como se puede observar en la ecuación [4.16], ξ es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la resistividad, por lo que las pérdidas suplementarias serán menores en proporción en arrollamientos de aluminio.

Un caso especial que requiere de atención por la importancia que tiene en la práctica es el de transformadores con un tercer arrollamiento de regulación como el que se muestra en la figura 4.9d. Las pérdidas suplementarias del arrollamiento de regulación se calculan igual que para transformadores de dos arrollamientos. Las pérdidas suplementarias en los arrollamientos principales expresadas en p.u. en relación a las pérdidas dc se calculan mediante la siguiente expresión

$$k = \frac{m^2 \left[1 + 3 \frac{N_2''}{N_2'} \left(\frac{N_2''}{N_2'} + \cos \varphi \right) \right] * [-2]}{9} \xi^4 \quad (4.22)$$

Donde

- m : Número de capas perpendiculares a los canales de dispersión en el arrollamiento de N_2' espiras
- N_2' : Número de espiras del arrollamiento interior (arrollamiento de AT)
- N_2'' : Número de espiras del arrollamiento exterior (arrollamiento de Regulación)
- φ : Ángulo de fase entre las corrientes que circulan por los arrollamientos de N_2' y N_2'' espiras. El valor del $\cos \varphi$ será +1 si la corriente de los dos arrollamientos va en la misma dirección y -1 si las direcciones son opuestas (Ver figura 4.9d).

Las pérdidas suplementarias dependen inversamente de la resistencia de los arrollamientos, y por tanto varían inversamente con la temperatura de los arrollamientos, la relación entre las pérdidas a la mayor y menor temperatura esperada en los arrollamientos es

$$P_w = P_c \frac{235 + t_c}{235 + t_w} \quad [\text{W}] \quad (4.23)$$

Las líneas de flujo de dispersión radiales provocan una mayor elevación de la temperatura en las espiras localizadas en los extremos de cada arrollamiento. Para reducir este efecto, el tamaño de los conductores en la dirección del canal de fugas se suele elegir de manera que no exceda de 10 mm para el cobre y de 15 mm para el aluminio.

En transformadores de potencias mayores a 100 MVA se debe tener un cuidado especial a la hora de calcular las pérdidas suplementarias que tienen lugar en los conductores situados en los extremos de los arrollamientos y las condiciones de

elevación de temperatura y si fuera necesario que el tamaño de los conductores fuese menor en los extremos de los arrollamientos, se debería reducir mediante la división de su sección transversal en varias ramas en paralelo.

Las fórmulas obtenidas para el cálculo de las pérdidas adicionales son válidas para cuando las condiciones se ajusten a las aproximaciones realizadas. En el caso de arrollamientos muy pequeños o de conductores sobredimensionados por razones mecánicas se debe esperar un aumento de las pérdidas adicionales calculadas por este método.

La forma expuesta para el cálculo de las pérdidas adicionales en el cobre del transformador es una forma aproximada. Se obtienen mejores resultados aplicando las fórmulas proporcionadas en [Del02] (capítulo 10), pero para poder utilizar esas expresiones es preciso conocer la componente radial de la inducción de dispersión, y eso no es sencillo. La obtención de las componentes axial y radial de las líneas de inducción se realiza mediante el método de Roth [Kar87], el método de Rabbins [Del02] o programas de Elementos Finitos. Los tres métodos indicados son métodos que requieren un importante esfuerzo de programación y no pueden ser abordados en el presente proyecto fin de carrera por razones de tiempo.

En muchos diseños es importante reducir las pérdidas adicionales. Un método para conseguir esa disminución es reducir la dimensión del conductor perpendicular a las líneas de flujo. En transformadores diseñados para satisfacer unas especificaciones predeterminadas, este objetivo puede alcanzarse dividiendo los arrollamientos en varias ramas en paralelo. En un arrollamiento separado en varios conductores en paralelo las pérdidas por corrientes parásitas serán menores, pero pueden fluir corrientes de compensación entre las ramas en paralelo y causar pérdidas adicionales considerables. Las corrientes de compensación se pueden disminuir mediante trasposiciones para conseguir que cada rama en paralelo se vea atravesada por un número similar de líneas de flujo.

El flujo de dispersión en los arrollamientos de un transformador provoca pérdidas y causa problemas en las partes estructurales metálicas como tornillos, carcasa, núcleo, tanque, etc. En transformadores pequeños las pérdidas que se ocasionan en las partes estructurales generalmente son menos significativas. Una excepción son los transformadores fabricados sin un arrollamiento en triángulo. En estos transformadores bajo condiciones asimétricas de carga, la excitación desequilibrada provoca pérdidas adicionales significativas en las partes metálicas del transformador.

4.6. Impedancia de cortocircuito

La tensión de cortocircuito determina la variación de la tensión de un transformador en condiciones de carga y la magnitud de la corriente durante un cortocircuito, también tiene una gran importancia en el funcionamiento en paralelo de un transformador [Kar87].

La tensión de cortocircuito de un transformador se mide cortocircuitando los terminales de uno de los lados e incrementando la tensión en el otro lado hasta que la corriente alcance su valor nominal. Bajo estas condiciones, la corriente nominal recorre ambos arrollamientos. La tensión a la cual las corrientes nominales recorren el transformador se denomina tensión de cortocircuito. La componente activa de la potencia aparente de cortocircuito a la que se encuentra un transformador durante el ensayo de cortocircuito, son las pérdidas debidas a la carga, y son idénticas a las pérdidas que se transforman en calor en los arrollamientos de un transformador bajo condiciones nominales de servicio.

La tensión de cortocircuito es el producto de la impedancia de cortocircuito por la corriente nominal de un transformador.

$$U_{cc1} = Z_{cc} \cdot I_{n1} \quad [\text{V}] \quad (4.24)$$

La impedancia de cortocircuito tiene una componente activa y otra reactiva y se expresa en Ω .

$$Z_{cc} = R_{cc} + jX_{cc} \quad [\Omega] \quad (4.25)$$

El orden de la magnitud de la impedancia de cortocircuito varía dependiendo de la potencia y de la tensión nominal de un transformador. Desde el punto de vista de limitar los efectos de cortocircuito, tensión de regulación y funcionamiento en paralelo de un transformador, los valores por unidad (p.u.) y los valores porcentuales resultan más representativos y se pueden tratar con mayor facilidad. El cociente entre la tensión nominal de un transformador y su corriente nominal determinan su impedancia base. La relación entre la impedancia de cortocircuito reducida a uno de los lados del transformador dividida entre la impedancia base correspondiente al lado elegido y multiplicada por cien proporciona el valor de la impedancia de cortocircuito porcentual.

$$z_{cc} = \frac{Z_{cc1}}{Z_{B1}} 100 = \frac{Z_{cc2}}{Z_{B2}} 100 \quad (4.26)$$

$$Z_{B1} = \frac{U_{n1}}{I_{n1}} \quad [\Omega] \quad (4.27)$$

La tensión de cortocircuito porcentual se obtiene dividiendo la ecuación [4.24] por la tensión nominal del arrollamiento correspondiente y multiplicando por cien

$$u_{cc} = \frac{U_{cc1}}{U_{n1}} 100 = \frac{Z_{cc} \cdot I_{n1}}{U_{n1}} 100 \quad (4.28)$$

El valor numérico que se obtiene de esta ecuación es el mismo que el que se obtiene para la impedancia de cortocircuito porcentual por lo que se suele hablar de una u otra indistintamente y se utilizará el siguiente término para designarlas ε_{cc} .

4.6.1. Componente activa de la impedancia de cortocircuito porcentual

La componente activa de la potencia de cortocircuito es numéricamente igual a las pérdidas debidas a la carga del transformador, suma de las pérdidas por efecto Joule más la pérdidas adicionales debidas a las corrientes parásitas (apartado 4.5)

$$U_{Rcc1} = R_{cc} \cdot I_{n1} \quad [\text{V}] \quad (4.29)$$

La componente activa de la tensión o impedancia de cortocircuito porcentual ε_R , viene dada en p.u. por la siguiente ecuación

$$\varepsilon_R = \frac{P_{cc}}{S_n} = \frac{I_n \cdot U_{Rcc}}{I_n \cdot U_n} = \frac{U_{Rcc}}{U_n} = \frac{R_{cc}}{Z_n} \quad (4.30)$$

Donde:

- ε_R : Componente activa de la tensión o impedancia de cortocircuito porcentual en valores p.u.
- P_{cc} : Pérdidas de potencia activa calculadas en el apartado 4.5 (kVA)
- S_n : Potencia nominal del transformador (kVA)
- U_{Rcc} : Componente activa de la tensión de cortocircuito (V)

Sus valores para transformadores de 10 kVA, 2,5 MVA y 400 MVA están en torno a 0,02 0,01 y 0,002 respectivamente. A mayor cantidad de MVA menor es la componente activa de la impedancia de cortocircuito porcentual.

La parte activa de la impedancia de cortocircuito es muy pequeña en comparación con la parte reactiva, sobre todo para grandes transformadores, por lo tanto en el diseño de un transformador, será la que determine con bastante precisión el valor deseado de la impedancia de cortocircuito.

4.6.2. Componente reactiva de la impedancia de cortocircuito porcentual

La componente inductiva de la tensión de cortocircuito es el producto de la reactancia de dispersión [San02] por la corriente nominal de un transformador

$$U_{Xcc} = X_{cc} \cdot I_n \quad [\text{V}] \quad (4.31)$$

La componente reactiva de la tensión o impedancia de cortocircuito porcentual ε_X , viene dada en p.u. por la siguiente ecuación

$$\varepsilon_X = \frac{U_{Xcc}}{U_n} = \frac{X_{cc}}{Z_n} \quad (4.32)$$

Donde:

- ε_X : Componente reactiva de la tensión o reactancia de cortocircuito porcentual en p.u.
- X_{cc} : Reactancia de dispersión de primario y secundario (Ω)
- U_{Xcc} : Componente reactiva de la tensión de cortocircuito (V)

Sus valores varían en un rango de 0,02 a 0,15; los valores máximos se dan para transformadores de varios cientos de MVA. La componente reactiva de la impedancia de cortocircuito porcentual es mayor cuanto mayor es la potencia de un transformador.

La reactancia de dispersión tiene en cuenta los enlaces de flujo que concatena al primario pero no concatena al secundario más los enlaces de flujo que concatena al secundario pero no concatena al primario¹.

La reactancia de cortocircuito porcentual podría calcularse mediante la expresión (4.32), pero es práctica habitual calcularla como

$$\varepsilon_X = \frac{X_{cc}}{Z_n} = \frac{\omega \cdot L_{cc} \cdot S_n}{U_N^2} \quad (4.33)$$

A su vez, la inductancia de cortocircuito L_{cc} se calcula como una inductancia que almacena una energía magnética idéntica a la energía magnética que corresponde al flujo de dispersión del transformador, y dado que el flujo de dispersión transcurre en mayor o menor medida por la ventana del transformador [San02], la energía magnética que corresponde al flujo de dispersión es la energía magnética almacenada en la ventana del transformador.

La energía almacenada en un campo magnético es

¹ En realidad para poder sumar dos cosas éstas han de ser miscibles, de modo que el flujo de dispersión del secundario ha de referirse al primario para poder sumarlos.

$$dW_{mag} = \frac{1}{2} B \cdot H \cdot dV_{ol} = \frac{1}{2} \mu_0 \cdot H^2 \cdot dV_{ol} \quad (4.34)$$

Donde:

- B : Inducción (T) en un diferencial de volumen de la ventana
- H : Campo magnético (A/m)
- μ_0 : Permeabilidad del vacío (H/m)
- dV_{ol} : Volumen diferencial (m³)

En cada elemento diferencial de volumen se tiene un valor del campo magnético H diferente, y por lo tanto, para realizar la integración de la ecuación (4.34), en primer lugar hay que obtener la evolución del campo magnético a lo largo de la ventana del transformador. Para ello (figura 4.10, donde h se corresponde con la variable l) se aplica la ley de Ampere a una línea de circulación que atraviese el núcleo magnético y la ventana del transformador.

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum N \cdot I \quad (4.35)$$

Donde $N \cdot I$ es el número de amperios-vuelta encerrados dentro de la línea de circulación considerada.

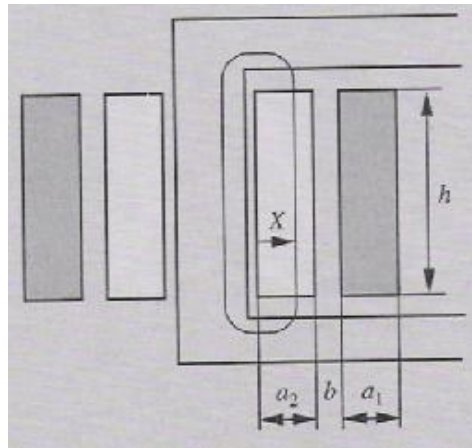


Figura 4.10 Evolución del campo magnético a lo largo de la ventana de un transformador.

Despreciando en esa línea la parte de la integral en el hierro resulta

$$H = \frac{N \cdot I}{l} \quad [\text{A/m}] \quad (4.36)$$

Aplicando sucesivas veces la integral (4.35) a líneas de circulación variando la distancia x de la figura 4.10 se obtiene el diagrama de campo magnético² en la ventana del transformador. Así, en la figura 4.11 se muestra el diagrama de campo magnético para el caso de un transformador de dos arrollamientos. El diagrama de campo magnético crece linealmente desde un valor nulo en el interior del devanado interno hasta un valor máximo. Luego, H permanece constante entre arrollamientos. Al abarcar

² El campo magnético que da origen al flujo disperso

el segundo de los devanados H va disminuyendo porque los amperios vuelta del arrollamiento de AT son de signo opuesto a los del arrollamiento de BT.

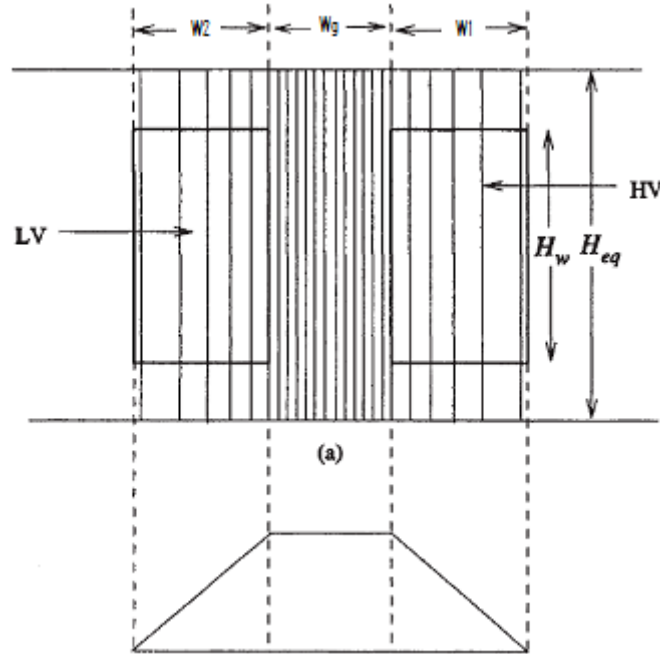


Figura 4.11 Diagrama de campo magnético para un transformador de dos arrollamientos.

Para el caso simple de un transformador de dos arrollamientos (AT y BT) bobinados en dos cilindros separados (pero sin arrollamiento terciario ni arrollamiento de regulación bobinado en un cilindro separado) la expresión de la reactancia de cortocircuito porcentual queda

$$\varepsilon_x = 2\pi f \mu_0 \frac{S_N}{g_b l_s} \left(\frac{N_1}{U_N} \right)^2 \left(l w_g + \frac{1}{3} l_1 w_1 + \frac{1}{3} l_2 w_2 \right) \quad [\text{p.u.}] \quad (4.37)$$

Donde

- l_s : Longitud del canal de fugas que tiene en cuenta el efecto de borde (m)
- l : Longitud de la circunferencia media del espacio entre arrollamientos (m)
- l_1 : Longitud de la circunferencia media arrollamiento de AT (m)
- l_2 : Longitud de la circunferencia media arrollamiento de BT (m)
- w_g : Espesor del espacio entre arrollamientos (m)
- w_1 : Espesor del arrollamiento de AT (m)
- w_2 : Espesor del arrollamiento de BT (m)
- g_r : Grupos de bobinas del arrollamiento

Para un caso más complejo en el que exista un arrollamiento de regulación separado, los diagramas de amperios-vuelta se muestran en la figura 4.9d. Se pueden presentar casos todavía más complejos si alguno de los arrollamientos está dividido en dos o tres partes por medio de canales de refrigeración.

En la ecuación [4.35], la integral de la izquierda es el producto escalar del vector campo por el vector diferencial de longitud, por ello, el paso de la ecuación [4.35] a [4.36] presupone que las líneas de campo son colineales con las líneas de circulación (de modo que el coseno del ángulo comprendido entre ambos vectores es 1). En realidad

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

esto no es cierto, por ello, la longitud l_s que debe tomarse en la ecuación [4.36] no es la altura del arrollamiento (H_w en la figura 4.11 o h en la figura 4.10) sino

$$l_s = \frac{H_w}{K_R} \quad [\text{m}] \quad (4.38)$$

Donde K_R es el factor de Rogowski, que tiene en cuenta el efecto de borde (abombamiento de las líneas de campo) en los extremos del arrollamiento

$$K_R = 1 - \frac{1 - e^{-\frac{\pi H_w}{w_1 + w_g + w_2}}}{\frac{\pi H_w}{w_1 + w_g + w_2}} \quad (4.39)$$

El significado de w_1 , w_g y w_2 se puede ver en la figura 4.11 (en la figura 4.10 esas mismas magnitudes aparecen como a_1 , b y a_2).

Una vez que se tenga la energía almacenada en el campo magnético se obtiene la inductancia de dispersión como

$$\frac{1}{2} L_{cc} I_n^2 = W_{mag} \quad [\text{J}] \quad (4.40)$$

Esto es

$$L_{cc} = \frac{2W_{mag}}{I_n^2} \quad [\text{H}] \quad (4.41)$$

La energía almacenada en el campo magnético se obtiene integrando [4.34]. Para realizar esa integral, el diagrama de campo magnético de las figuras 4.9 (o 4.11) se divide en tramos como los de la figura 4.12. Se calculan el valor de los amperios vuelta en la parte inicial (H_1 en la figura 4.12) y en la parte final (H_2 en la figura 4.12). La resolución de la integral [4.34] resulta

$$W_{mag} = \mu_0 \cdot h \cdot w \left[\frac{1}{4} \cdot p^2 \cdot \bar{l} (R_2^2 + R_1^2) + \frac{2}{3} \cdot \pi \cdot p (H_1 - R_1 \cdot p) ((R_2 + R_1)^2 - R_2 \cdot R_1) + \frac{1}{2} (H_1 - R_1 \cdot p)^2 \bar{l} \right] \quad (4.42)$$

Donde

- w : Espesor del tramo R ($w = R_2 - R_1$) (m)
- p : Pendiente del diagrama de campo magnético ($p = (H_2 - H_1)/w$) (A/m²)
- R_1 : Radio interno del tramo considerado (m)
- R_2 : Radio externo del tramo considerado (m)
- m : Altura del arrollamiento (m)
- \bar{l} : Longitud de la circunferencia media (m)

$$R_2^2 - R_1^2 = (R_2 - R_1)(R_2 + R_1) = w \frac{2\bar{l}}{2\pi} \quad (4.43)$$

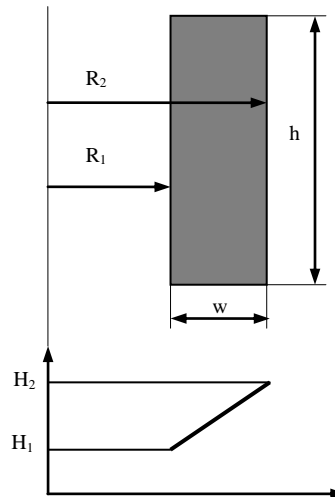


Figura 4.12 Tramo de división del diagrama del campo magnético para realizar su integración.

4.7. Fuerzas entre arrollamientos

Se debe hacer un estudio de los esfuerzos a los que están sometidos los arrollamientos durante los cortocircuitos con el fin de evitar que sufran deformaciones que pudieran alterar las dimensiones originales de los mismos, modificando con ello las solicitaciones dieléctricas y mecánicas con respecto a las que el diseñador calculó [Kul04].

La ecuación básica para el cálculo de las fuerzas electromagnéticas es

$$F = (L \cdot I) \times B \quad [\text{N}] \quad (4.44)$$

Donde

- L : Longitud de los arrollamientos
- I : Vector de corriente
- B : Vector inducción (también llamado densidad de flujo de dispersión)

Si el análisis de esfuerzos se realiza en dos dimensiones, tomando la dirección de la densidad de corriente en la dirección del eje z (perpendicular al plano del papel, si se admite que el radio del arrollamiento es muy grande), la densidad de flujo de dispersión se puede obtener como suma de dos componentes, una en la dirección radial (B_x) y otra en la dirección axial (B_y). Por lo tanto existirá una fuerza en la dirección radial debida a B_x y otra en la dirección axial debida a B_y como se muestra en la figura 4.13 [Kul04].

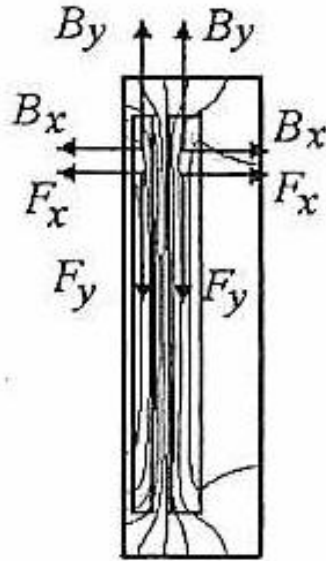


Figura 4.13 Fuerzas radiales y axiales en un conductor.

La dirección de las fuerzas es fácilmente obtenible a partir de la regla de Fleming o de la mano izquierda.

Dado que el flujo disperso es proporcional a la corriente que lo crea (y está en fase con ella), según la ecuación [4.44] las fuerzas experimentadas por los arrollamientos son proporcionales al cuadrado de la corriente de cortocircuito. Cuando la corriente de cortocircuito se encuentra en un estado de equilibrio, la corriente es sinusoidal, y el cuadrado de una magnitud sinusoidal da una onda unidireccional y pulsante de frecuencia doble

Durante el régimen transitorio que aparece inmediatamente después de producirse el cortocircuito, la corriente es la suma de una componente alterna a la frecuencia fundamental y por componentes decayendo exponencialmente, y como la fuerza depende del cuadrado de la corriente, la fuerza tiene cuatro componentes (ver figura 4.14)

- Dos alternas, una a la frecuencia fundamental decreciendo con el tiempo y otra con una frecuencia del doble de la fundamental con valor constante pero muy pequeño.
- Una componente unidireccional decreciendo con el tiempo.

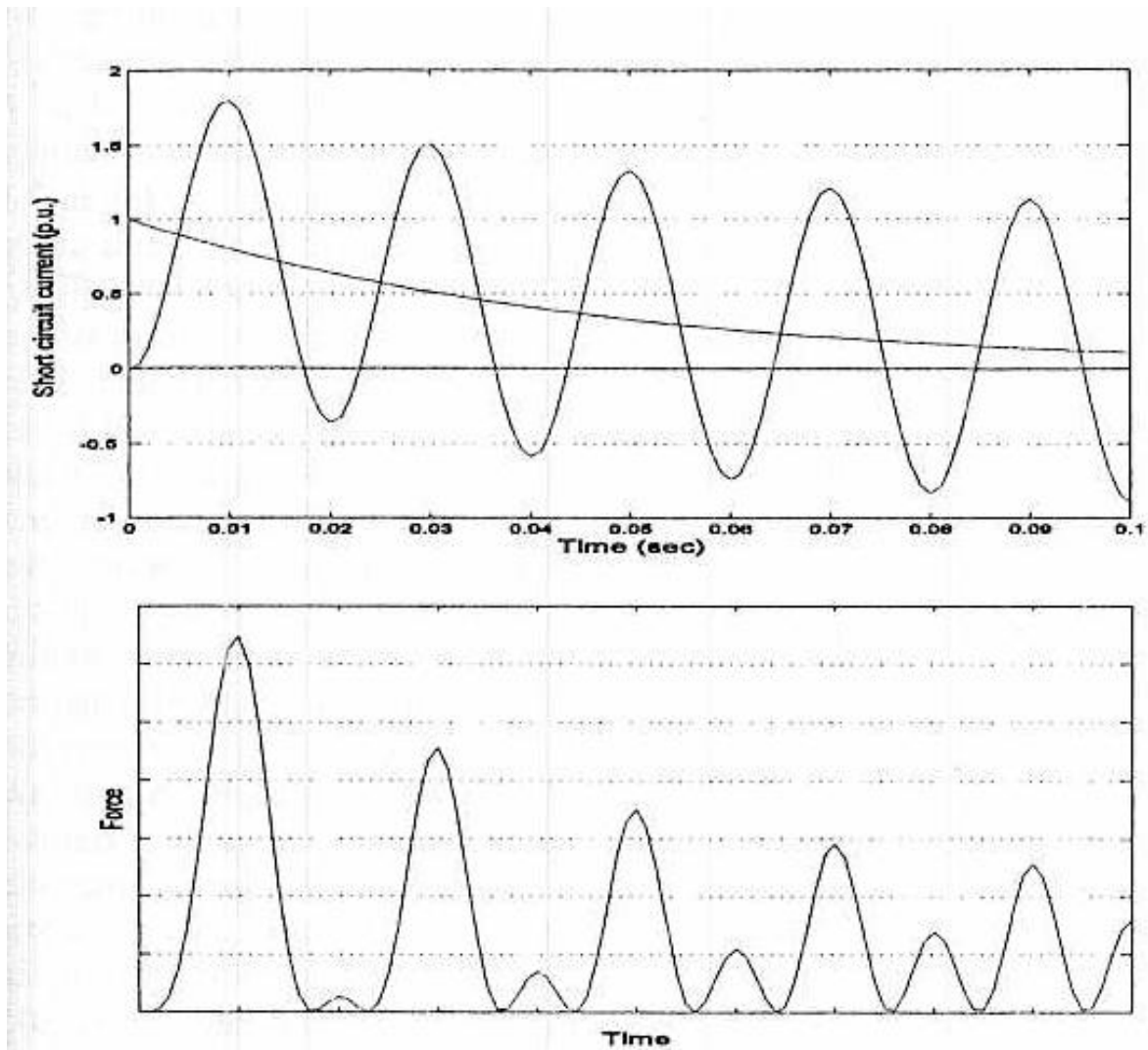


Figura 4.14 Forma de onda de la corriente de cortocircuito y la fuerza.

Con el fin de simplificar los cálculos, las fuerzas generadas durante los cortocircuitos se calculan mediante sus componentes radiales y axiales.

Un transformador es un elemento electromagnético tridimensional muy asimétrico. Ante un cortocircuito trifásico, se produce una gran concentración de flujo de dispersión en la ventana del núcleo. Por ello, la mayoría de los fallos por esfuerzos electrodinámicos en los transformadores se produce en la zona del arrollamiento que está dentro de la ventana. En transformadores trifásicos los flujos de dispersión de columnas adyacentes se afectan entre sí. Los arrollamientos de la columna central se encuentran normalmente sometidos a mayores esfuerzos. Debido a esto existe una considerable variación de fuerza a lo largo de la circunferencia de los arrollamientos. Aunque dentro de la ventana del núcleo las fórmulas existentes para dos dimensiones son suficientemente precisas, para las regiones externas a ella es necesario usar métodos numéricos en tres dimensiones para hacer una estimación precisa de las fuerzas.

Se comenzará examinando los esfuerzos producidos por las fuerzas radiales y a continuación los producidos por las fuerzas axiales.

4.7.1. Fuerzas radiales

Las fuerzas radiales producidas por el flujo de dispersión axial, actúan hacia fuera en el arrollamiento externo, es decir, tienden a estirar el conductor provocando un esfuerzo de tracción (llamado hoop stress), mientras que en el arrollamiento interno se experimentan fuerzas radiales que actúan hacia el interior provocando un esfuerzo de compresión y tienden a colapsarlo o aplastarlo [Kul04]. El campo de dispersión mostrado en la figura 4.13 presenta un efecto borde en los extremos de los arrollamientos. Debido a éste efecto las líneas de campo se comban, con lo que aumenta la componente radial del campo en detrimento de la componente axial. Las componentes radiales de la fuerza son menores en esa región. A la hora de obtener una ecuación sencilla para calcular las fuerzas radiales en un arrollamiento no se tienen en cuenta los efectos de borde. Esta aproximación se justifica porque el valor máximo de la fuerza radial, que tiene lugar principalmente en la parte central del arrollamiento, es importante.

Considérese el arrollamiento más exterior, el cual está sometido a un esfuerzo de tracción. El valor de la densidad de flujo de dispersión aumenta desde cero en el diámetro exterior, a un máximo en el diámetro interior (en el espacio entre los dos arrollamientos). El valor de pico de la densidad flujo en el espacio entre los dos arrollamientos es

$$B_{gp} = \frac{\sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot N \cdot I}{H_w} \quad [\text{T}] \quad (4.45)$$

Donde

- $N \cdot I$: Valor eficaz de los amperios-vuelta del arrollamiento (A-vuelta)
- H_w : Altura del arrollamiento (m)
- μ_0 : Permeabilidad del vacío (H/m)

El conjunto del arrollamiento se considera que está inmerso en un campo de valor promedio entre cero y el valor de flujo obtenido, de modo que la fuerza radial total que actúa sobre un arrollamiento se puede expresar como

$$F_r = \left[\frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot N \cdot I}{H_w} \right] \cdot \sqrt{2} \cdot N \cdot I \cdot \pi \cdot D_m = \frac{\mu_0 (N \cdot I)^2}{H_w} \cdot \pi \cdot D_m \quad [\text{N}] \quad (4.46)$$

Donde D_m es el diámetro medio en metros.

Como se ha indicado, esta es la fuerza radial total que actúa sobre el arrollamiento, pero no todos los conductores están sometidos a idéntica fuerza. En el arrollamiento exterior, los conductores situados cerca del espacio entre bobinados (en el diámetro interior), están sometidos a mayores fuerzas que los que se encuentran cerca del diámetro exterior, la fuerza disminuye linealmente desde el valor máximo, que tiene lugar en el espacio entre arrollamientos, hasta hacerse cero en el diámetro exterior. Si los conductores están fuertemente apretados entre ellos se puede considerar que la fuerza se transfiere desde los conductores con mayor carga a los de menor.

La ecuación [4.46] se ha obtenido a partir de la [4.44] sumando linealmente la fuerza en cada diferencia de longitud de conductor. En realidad esto no es cierto porque los conductores no son rectilíneos (ver figura 4.15). Si se desea tener en cuenta la curvatura, habría que sumar vectorialmente las fuerzas (integrar la componente radial de las fuerzas), con lo que se obtendría

$$F_r = \left[\frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot N \cdot I}{H_w} \right] \cdot \sqrt{2} \cdot N \cdot I \cdot D_m = \frac{\mu_0 (N \cdot I)^2}{H_w} \cdot D_m \quad [\text{N}] \quad (4.47)$$

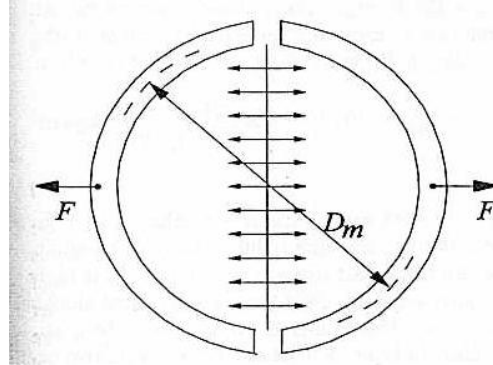


Figura 4.15 Cálculo de esfuerzos de tracción.

La tensión mecánica que actúa sobre la sección recta del arrollamiento se obtiene dividiendo [4.47] entre la sección recta del mismo (dos secciones). Se debe tener en cuenta que no toda la sección recta de la bobina está compuesta por cobre, sino que hay también papel que no contribuye a soportar el esfuerzo de tracción

$$\sigma_{avg} = \frac{\mu_0 (N \cdot I)^2 D_m}{H_w (N \cdot 2 \cdot A_t)} = \frac{\mu_0 \cdot I^2}{2 \cdot \rho \cdot \pi \cdot H_w} \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot D_m \cdot N}{A_t} \quad [\text{N/m}^2] \quad (4.48)$$

Donde

- A_t : Área de la sección transversal de una espira (mm^2)
- ρ : Resistividad del conductor ($\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$)

Siendo I_r la corriente nominal eficaz y Z_{pu} la impedancia por unidad de un transformador, bajo condiciones de cortocircuito, el valor eficaz de la corriente en un arrollamiento es igual a $(\frac{I_r}{Z_{pu}})$. Para tener en cuenta la asimetría se multiplica esta corriente por un factor de asimetría “ k ”. Denotando las pérdidas en el cobre por P_{dc} (W), la expresión para el σ_{avg} bajo condiciones de cortocircuito es la siguiente

$$\sigma_{avg} = \frac{\mu_0}{2 \cdot \rho \cdot \pi \cdot H_w} \cdot \frac{I_r^2 \cdot k^2}{Z_{pu}^2} \cdot \frac{\rho (\pi \cdot D_m \cdot N)}{A_t} = \frac{\mu_0}{2(\sqrt{2})^2 \rho \cdot \pi \cdot H_w} \cdot \frac{P_{dc} \cdot k(\sqrt{2})^2}{Z_{pu}^2} \quad [\text{N/m}^2] \quad (4.49)$$

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

Sustituyendo los valores de la permeabilidad del vacío ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$) y de la resistividad del cobre a 75 °C, que es aproximadamente la temperatura que alcanza un transformador en funcionamiento, ($\rho = 0,0211 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{mm}^2 / \text{m}$) se llega a una nueva expresión final

$$\sigma_{avg} = 4,74(k\sqrt{2})^2 \frac{P_{dc}}{H_w \cdot Z_{pu}^2} \text{ [N/m}^2\text{]} \quad (4.50)$$

$$\sigma_{avg} = 0,48 \cdot 10^{-4} \cdot (k\sqrt{2})^2 \frac{P_{dc}}{H_w \cdot Z_{pu}^2} \text{ [kg/cm}^2\text{]} \quad (4.51)$$

Se debe aclarar que el término P_{dc} corresponde únicamente a las pérdidas dc ($I^2 R$) sin tener en cuenta las pérdidas parásitas, de un arrollamiento por fase a 75 °C. Por tanto, como se puede observar, resulta fácil calcular el valor del esfuerzo tensor medio si se dispone de la información básica de diseño.

Si los conductores son de aluminio la expresión es la siguiente

$$\sigma_{avg} = 0,29 \cdot 10^{-4} \cdot (k\sqrt{2})^2 \frac{P_{dc}}{H_w \cdot Z_{pu}^2} \text{ [kg/cm}^2\text{]} \quad (4.52)$$

Se puede asumir sin demasiado error que el valor superior de esfuerzo medio se aplicará para la totalidad de un arrollamiento por discos si los conductores están apretados entre sí [Kul04]. Esto es debido a que aunque los esfuerzos a los que se encuentran sometidos los conductores de la parte interior del arrollamiento exterior son mayores, dichos conductores no pueden estirarse sin someter a una tensión a los conductores exteriores. Esto da lugar a una distribución uniforme del esfuerzo tensor a lo largo de todo el arrollamiento.

En arrollamientos por capas o en arrollamientos helicoidales con dos o más espiras, las capas no están sujetas firmemente unas a otras como se vio en el apartado 4.1, sino mediante separadores de pressboard, por lo que no hay transferencia de carga entre ellas. Por lo tanto el esfuerzo tensor es mayor en las capas más internas y va decreciendo hacia las capas exteriores. Para un arrollamiento de doble capa el esfuerzo medio al que se ve sometida una capa junto al espacio entre arrollamientos es 1,5 veces mayor que el esfuerzo medio para dos capas que se consideran unidas. Generalizando si un arrollamiento está compuesto por “ n ” capas, el esfuerzo medio al que se ve sometida la capa “ n_i ” (contando desde el espacio entre arrollamientos), será $[2 - ((2n_i - 1)/n)]$ veces el esfuerzo medio de todas las capas que se consideran unidas. Por esto, el diseño de arrollamientos externos multicapa sometidos a esfuerzos tensores, requiere consideraciones especiales.

En el caso de que las fuerzas radiales vayan dirigidas hacia dentro (como ocurre en el arrollamiento interno), el arrollamiento no falla por compresión, sino por deformación del cilindro debido a pequeñísimas irregularidades en su construcción (en inglés se denomina buckling). En ese caso pueden ocurrir dos cosas, si el apoyo interno no tiene una consistencia suficiente como para oponerse a la deformación se tiene el

buckling libre (figura 4.16b) y si los apoyos internos son rígidos y se oponen a la deformación se tiene el buckling forzado (figura 4.16a). El valor de la tensión precisa para provocar el fenómeno de buckling no corresponde al dado por [4.52] y su análisis se sale del objetivo de un proyecto fin de carrera.

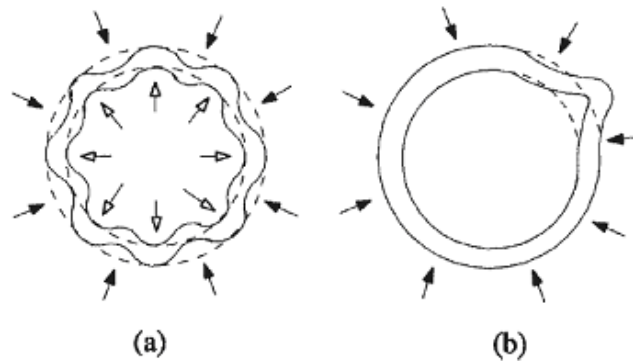


Figura 4.16 Fenómeno buckling.

4.7.2. Fuerzas axiales

Para una distribución uniforme de los amperios-vuelta en arrollamientos con alturas iguales y simétricamente dispuestos respecto de las culatas (condiciones ideales), las fuerzas axiales debidas al campo de dispersión radial en los extremos de un arrollamiento están orientadas hacia el centro del arrollamiento, como se muestra en la figura 4.13. Aunque la fuerza local por unidad de longitud es mayor en los extremos del arrollamiento, la fuerza de compresión acumulada es mayor en el centro del mismo (ver figura 4.17). Debido a esto, ambos arrollamientos (externo e interno), experimentan fuerzas de compresión que no terminan de forzar a las estructuras de sujeción (bajo condiciones ideales). Tomando un factor de asimetría de 1,8 la fuerza axial de compresión total que actúa sobre los dos arrollamientos juntos, para condiciones ideales, puede obtenerse de la siguiente expresión

$$F_a = \frac{9,81 \cdot 50,8 \cdot S_n}{Z_{pu}^2 \cdot H_w \cdot f} \quad [\text{N}] \quad (4.53)$$

Donde

- S_n : Potencia nominal por columna (kVA)
- H_w : Altura de los arrollamientos (m)
- Z_{pu} : Impedancia por unidad
- f : Frecuencia (Hz)

El arrollamiento interior se encuentra más próximo a la columna, debido a un flujo radial mayor, sufrirá mayores fuerzas de compresión que el arrollamiento exterior. En ausencia de un análisis detallado, se puede asumir que entre un 25% y un 33% de la fuerza se aplica sobre el arrollamiento externo y entre un 75% y un 67% sobre el interno [Kul04].

El cálculo de las fuerzas axiales a las que están sometidos los arrollamientos para condiciones no ideales no es sencillo. Si se hacen hipótesis para simplificar los cálculos, pueden conducir a resultados erróneos para arrollamientos no uniformes. Las fuerzas calculadas en varios puntos del arrollamiento se suman para hallar la fuerza máxima de compresión en el arrollamiento. Una vez se ha calculado la fuerza axial total para cada arrollamiento, el esfuerzo de compresión en los espaciadores se pueden calcular mediante la división de la fuerza de compresión entre el área total de los espaciadores radiales. El esfuerzo debe estar dentro de unos límites que marca el material del que está hecho el espaciador. Si el esfuerzo considerado inicialmente es mayor que el valor de la fuerza, se debe considerar ese valor mientras se calcula el esfuerzo sobre los espaciadores radiales.

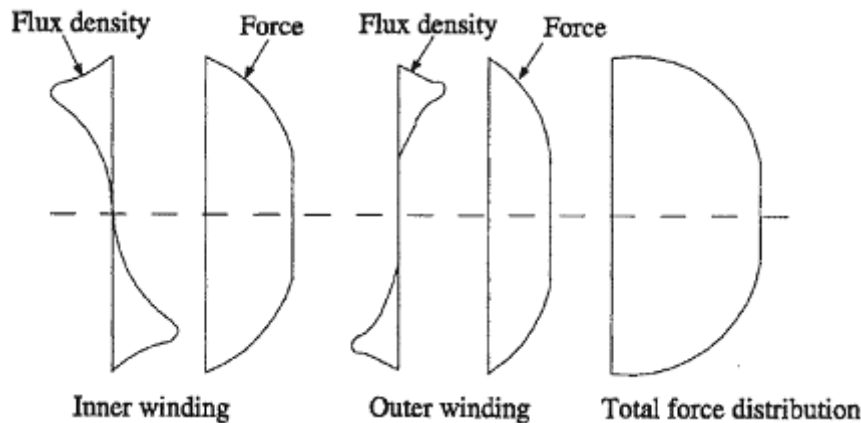


Figura 4.17 Distribución de fuerzas axiales.

Las causas de un valor elevado del campo radial y como consecuencia de las fuerzas axiales son

- Una mala distribución de los amperios-vuelta entre los arrollamientos de alta y baja tensión
- Tomas en el arrollamiento
- Contracción inesperada del aislamiento durante los procesos de impregnación y secado

Cuando los arrollamientos no se encuentran situados simétricamente con respecto a la columna del transformador como se muestra en la figura 4.18, la resultante de las fuerzas axiales tiene una dirección tal que la asimetría y la fuerza sobre las partes estructurales se ven ampliamente incrementadas.

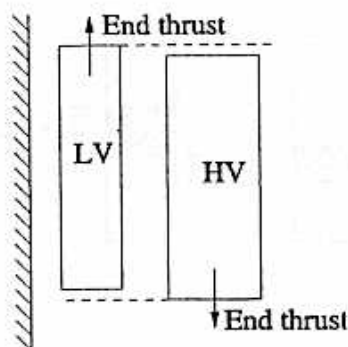


Figura 4.18 Asimetría axial.

Incluso un pequeño desplazamiento axial de los arrollamientos o en la alineación de sus centros magnéticos pueden dar lugar a fuerzas axiales enormes, provocando el fallo de un transformador. Por lo tanto, es necesario un estricto dimensionado durante el procesamiento y ensamblado de los arrollamientos de manera que se consigan colocar de la forma más simétrica posible.

4.8. Cálculos mediante ordenador

En la actualidad muchos de los cálculos mencionados en este capítulo se suelen hacer mediante ordenador. Así, el cálculo de la distribución de las corrientes de Foucault (o de eddy) en los conductores (y de las pérdidas de potencia activa debidas a éstas) se puede hacer mediante programas de Elementos Finitos. Existen también expresiones analíticas que permiten el cálculo de pérdidas de potencia activa debido a las corrientes de Foucault, pero precisan que se conozca la inducción radial en la ventana del transformador, que no se puede calcular de forma manual y precisa ser obtenida mediante métodos numéricos. También el cálculo del aumento de la resistencia en corriente alterna debido al efecto pelicular suele hacerse mediante programas de cálculo.

El cálculo de la componente axial de la inducción mediante la ecuación (4.36) es suficientemente preciso, sin embargo no hay fórmulas sencillas para el cálculo del flujo de dispersión radial, que debe calcularse mediante métodos numéricos, como por ejemplo el método de los Elementos Finitos.

Capítulo 5

5. Cálculos dieléctricos

El cálculo de los aislamientos es una de las fases más importantes en el diseño de un transformador, sobre todo para altas tensiones [Kul04]. Cuanto mayor sea la tensión a la que va a trabajar un transformador, más significativo será el incremento de su coste debido al aislamiento. Es fácil llegar a esta conclusión ya que cuanto mayor sea un transformador, mayor será el aislamiento necesario en las partes activas (núcleo y arrollamientos) y mayor será la cantidad de aceite necesario. Los fabricantes están realizando grandes y continuos esfuerzos para reducir el contenido de aislamiento en transformadores, no solo para abaratar costes, sino debido también, a la importancia de minimizar el peso (sobre todo en grandes transformadores) para el transporte.

Habitualmente el cálculo dieléctrico se realiza una vez realizado el cálculo preliminar del transformador, del que se obtienen las dimensiones de cada arrollamiento y entre ellos.

El cálculo dieléctrico de un transformador es una tarea muy complicada debida a diferentes factores:

- El cálculo del campo eléctrico en figuras geométricas simples (cilindros concéntricos, cilindros excéntricos paralelos, campo eléctrico entre un cilindro y un plano) e idealizadas (despreciando los efectos de borde) es relativamente sencillo y se puede encontrar en cualquier libro sobre la materia [Kul04]. Sin embargo, un transformador contiene arrollamientos con una geometría más o menos complicada (extremos de los arrollamientos, latiguillos, anillos equipotenciales). Todo esto se complica por el hecho de que, en realidad, no existe una simetría axial (por ejemplo la distancia entre arrollamientos y cuba es diferente en la cara frontal que en la lateral). Por todo ello el cálculo exacto del campo eléctrico no es sencillo. Un cálculo preciso del campo eléctrico en el interior de un transformador se puede hacer mediante el método de los elementos finitos o mediante el método de las cargas superficiales.
- En un transformador hay diferentes tipos de materiales conductores y dieléctricos (papel, cartones, aceite, baquelita) cada uno con una permitividad diferente, con lo que el reparto de campo eléctrico en los diferentes medios no es homogéneo.

- Un transformador está sometido a solicitaciones dieléctricas muy diferentes: impulsos de tensión de tipo rayo, impulsos de tensión de tipo maniobra, solicitaciones de frecuencia industrial, etc. La capacidad de los aislamientos para soportar un campo eléctrico dado depende de la duración de la sollicitación.
- En la actualidad no existe una teoría suficientemente válida y aceptada sobre los mecanismos de ruptura de los dieléctricos líquidos y sólidos, y el diseño se basa en curvas experimentales.

Por todo lo anterior, en este proyecto fin de carrera no se va a abordar un estudio dieléctrico detallado del transformador y se recurrirá a métodos clásicos de dimensionado dieléctrico, aunque estos métodos son imprecisos y obsoletos.

5.1. Campo eléctrico entre dos superficies

Para campos uniformes en un único material dieléctrico situado entre dos conductores planos desnudos, el campo eléctrico viene dado por la diferencia de potencial entre los electrodos dividido por la distancia existente entre ellos

$$E_u = \frac{V_{ab}}{d} \quad [\text{V/m}] \quad (5.1)$$

Donde

- E_u : Campo eléctrico (V/m)
- V_{ab} : Diferencia de potencial entre los electrodos (V)
- d : Distancia entre electrodos (m)

Esta ecuación es aplicable a un condensador de placas paralelas con un dieléctrico en su interior. Cuando el campo no es uniforme (por ejemplo para conductores cilíndricos) el campo eléctrico E_{nu} , es mayor en la superficie del conductor [Kul04]. El incremento en el campo eléctrico se puede comparar con el que se obtendría bajo un campo uniforme dando lugar a un factor λ .

$$\lambda = \frac{E_{nu}}{E_u} \quad (5.2)$$

Este factor λ , depende, principalmente, de la configuración de los electrodos.

Si entre dos placas paralelas se tienen varios dieléctricos diferentes (ver figura 5.1), el campo eléctrico en cada uno de ellos se obtiene mediante la siguiente ecuación

$$E_i = \frac{V_{ab}}{\varepsilon_i \left(\frac{d_1}{\varepsilon_1} + \frac{d_2}{\varepsilon_2} + \frac{d_3}{\varepsilon_3} \right)}; \quad [\text{V/m}] \text{ con } i = 1,2,3 \quad (5.3)$$

Donde ε_i , es la permitividad del dieléctrico i-ésimo.

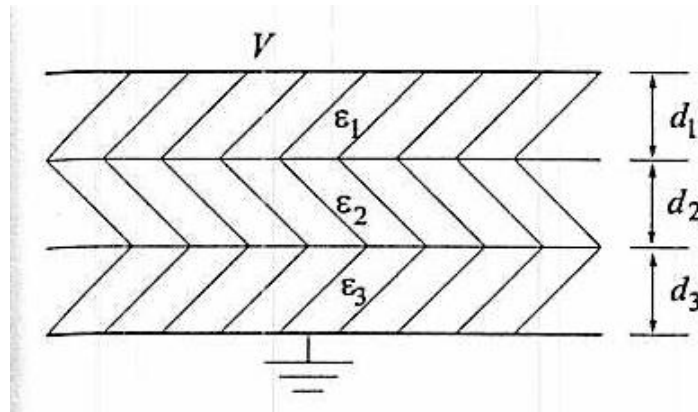


Figura 5.1 Condensador de placas planas con varios dieléctricos en su interior.

De la ecuación (5.3) se extrae la conclusión de que el campo eléctrico es inversamente proporcional a la permitividad del material. Por lo tanto, cuanto mayor sea la permitividad del material dieléctrico, menor será el campo eléctrico entre los conductores para una misma tensión.

En un transformador se utilizan diferentes materiales aislantes (papel, aceite, baquelita, etc.) con diferentes permitividades y como consecuencia el campo eléctrico es diferente en cada uno de ellos.

5.2. Fallos dieléctricos en un transformador

Existen tres mecanismos según los cuales se puede producir un fallo dieléctrico en un equipo eléctrico: perforación, contorneo y descargas parciales.

- La perforación es el establecimiento del arco eléctrico en el volumen del material.
- El contorneo es el establecimiento del arco eléctrico siguiendo la superficie del material.
- Las descargas parciales son descargas que no afectan a la totalidad del aislamiento. Se dan cuando en un aislamiento hay dos materiales, por ejemplo, aceite y una pequeña burbuja gaseosa en el interior del mismo. Si se aumenta la tensión entre electrodos el campo eléctrico en el interior de la burbuja puede ser tal, que dé lugar a una pequeña descarga eléctrica entre las paredes de la misma.

De los tres mecanismos de ruptura mencionados, el más probable es la aparición de descargas parciales, y el menos probable es la perforación volumétrica. Por tanto, el aislamiento debe ser diseñado para prevenir el peor caso, esto es, el diseño del aislamiento se realiza para que no se produzcan descargas parciales.

5.2.1. Descargas parciales en el aceite

Se han observado muchos parámetros que influyen en la aparición de descargas parciales en el aceite, especialmente las moléculas de agua, las cuales se disocian y vaporizan fácilmente, la aparición de burbujas en el aceite (zonas de baja densidad), etc. Los cambios de temperatura, cambios de solubilidad del agua y cambios en la humedad relativa, están relacionados con la rigidez dieléctrica. Las fibras húmedas pueden hacer de puente entre los canales de aceite. Los gases disueltos en el aceite reducen la rigidez dieléctrica, así como el hecho de que los electrodos metálicos estén desnudos [Weidmann].

Se han realizado multitud de ensayos para tratar de determinar la probabilidad de que se produzca la ruptura dieléctrica en un espacio de aceite. Dado que la aparición de un arco eléctrico es un factor probabilístico (no siempre ocurre para un valor tensión dado), desde un punto de vista práctico las tensiones soportadas se definen como las tensiones para las que la probabilidad de que se produzca la ruptura es muy baja (menor del 1%). En la figura 5.2 se puede observar la distribución de Weibull para la probabilidad de ocurrencia de una ruptura dieléctrica en función de la tensión aplicada.

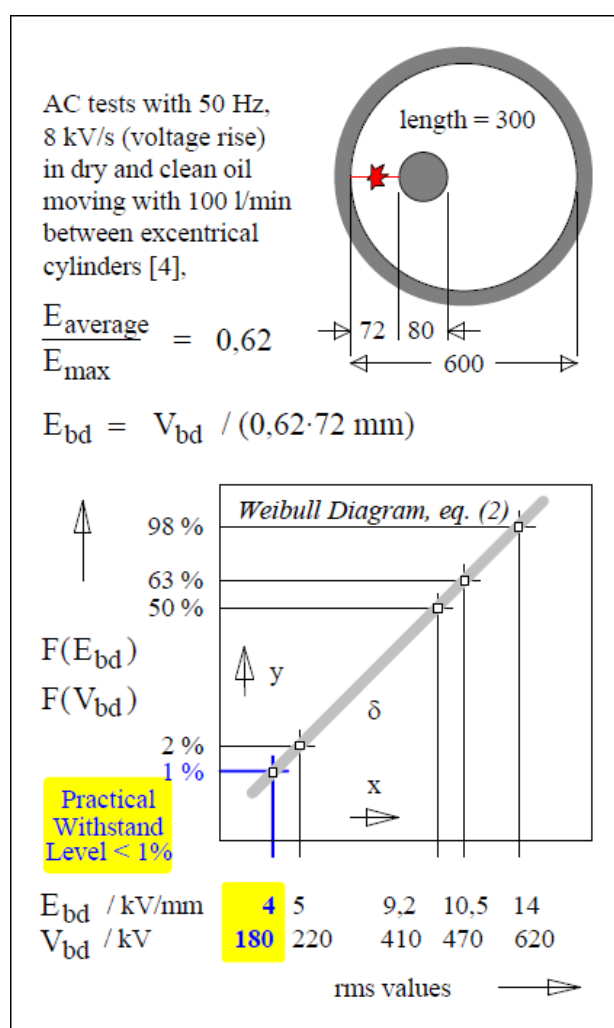


Figura 5.2 Pruebas de ruptura de aceite limpio y seco entre cilindros excéntricos. Los resultados se aproximan por la distribución de Weibull, con el fin de estimar un nivel de resistencia del 1%.

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

En la figura 5.2 se observa que hay una dispersión muy alta. Incluso reduciendo la tensión por debajo del 50% del valor de ruptura (410 kV en la figura 5.2) a la mitad (entre 180 y 220 kV) la probabilidad de ruptura sigue siendo estando entre el 1% y 2%.

La rigidez dieléctrica de los materiales a menudo se da como el 50% de sus valores de ruptura. Sin embargo, en el diseño de transformadores no es posible tomar como correcto este porcentaje si los canales de aceite son de grandes dimensiones, debido a la dispersión tan elevada existente. Por lo tanto, la empresa Weidmann recomienda diseñar el transformador a partir de curvas de la intensidad de campo eléctrico admisible durante un minuto en las pruebas ac (ver figura 5.3). Para espacios de aceite con una distribución homogénea de campo eléctrico, la relación que liga el campo eléctrico que puede ser soportado por un espacio de aceite de 1mm con una probabilidad de aparición de descargas parciales reducida (por ejemplo un 1%) y el campo eléctrico soportado por una espacio d de aceite es

$$E_{pd}(d) = E_{pd}(1mm) \cdot d^{-a} \quad [\text{kV/mm}] \quad (5.4)$$

Donde la distancia d viene en mm.

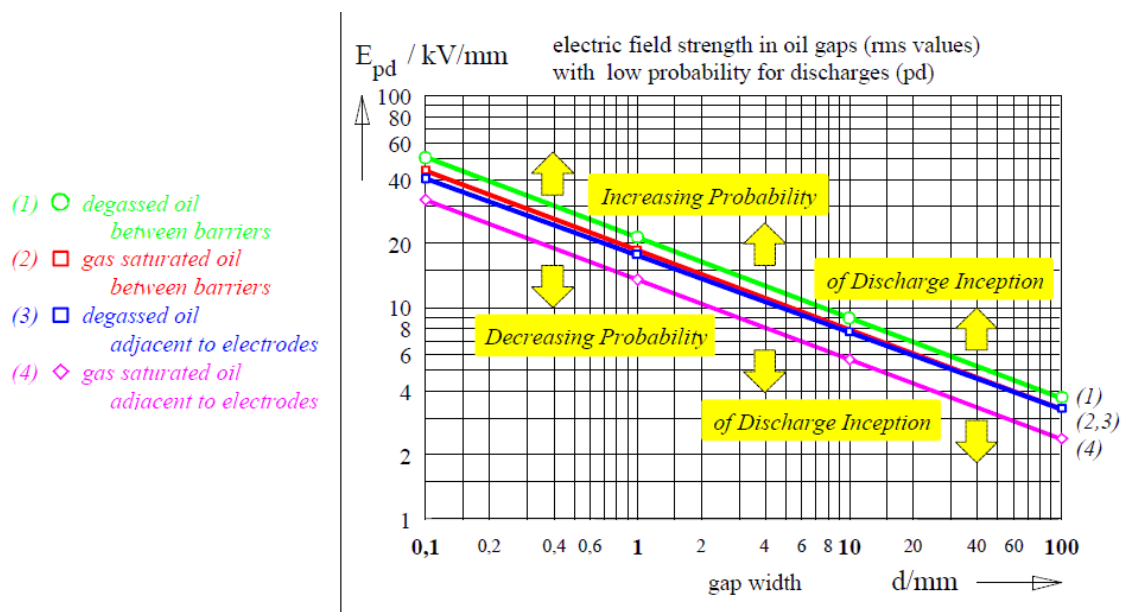


Figura 5.3 Curvas de diseño de Weidmann. Líneas donde la probabilidad de que se inicie una descarga en el aceite bajo la acción de un campo eléctrico uniforme durante una prueba ac (1 min, 50 Hz) es baja, como función de la anchura del espacio de aceite (gap) d , bajo diferentes condiciones: (1), (2), (3) y (4).

La figura 5.3 muestra cómo la rigidez dieléctrica en los canales de aceite se reduce mediante los siguientes factores:

- La saturación de gas en el aceite favorece la formación de burbujas (ver figura 5.3, curvas 2 y 4).
- Electrodo adyacentes desnudos permiten la inyección de cargas y favorecen que se produzca la descarga (ver figura 5.3, curvas 3 y 4).

- La probabilidad de enlaces débiles en los canales de aceite aumentan con el incremento de la anchura de los mismos d , (pendientes de las curvas de diseño de Weidmann).

5.2.2. Función de las barreras

De las curvas de diseño de Weidmann se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Se deben recubrir los electrodos metálicos desnudos con aislante sólido (ver figura 5.4, parte de arriba).
- Se puede mejorar la rigidez dieléctrica de los canales de aceite anchos mediante la subdivisión en canales más estrechos. Por tanto el volumen de aislamiento se puede reducir significativamente (ver figura 5.4, parte de abajo).
- Mediante la subdivisión de los canales de aceite anchos, se puede esperar que la dispersión estadística de la tensión de inicio de la descarga a lo largo del canal de aceite se reduzca a la dispersión estadística de los nuevos canales más estrechos. Por lo tanto se espera que se reduzca la dispersión total de la tensión.
- Los canales con campos no uniformes se pueden subdividir en canales más estrechos de diferentes anchuras. Por lo tanto, la anchura del canal se puede elegir para soportar el campo local de ese pequeño canal (ver figura 5.5).

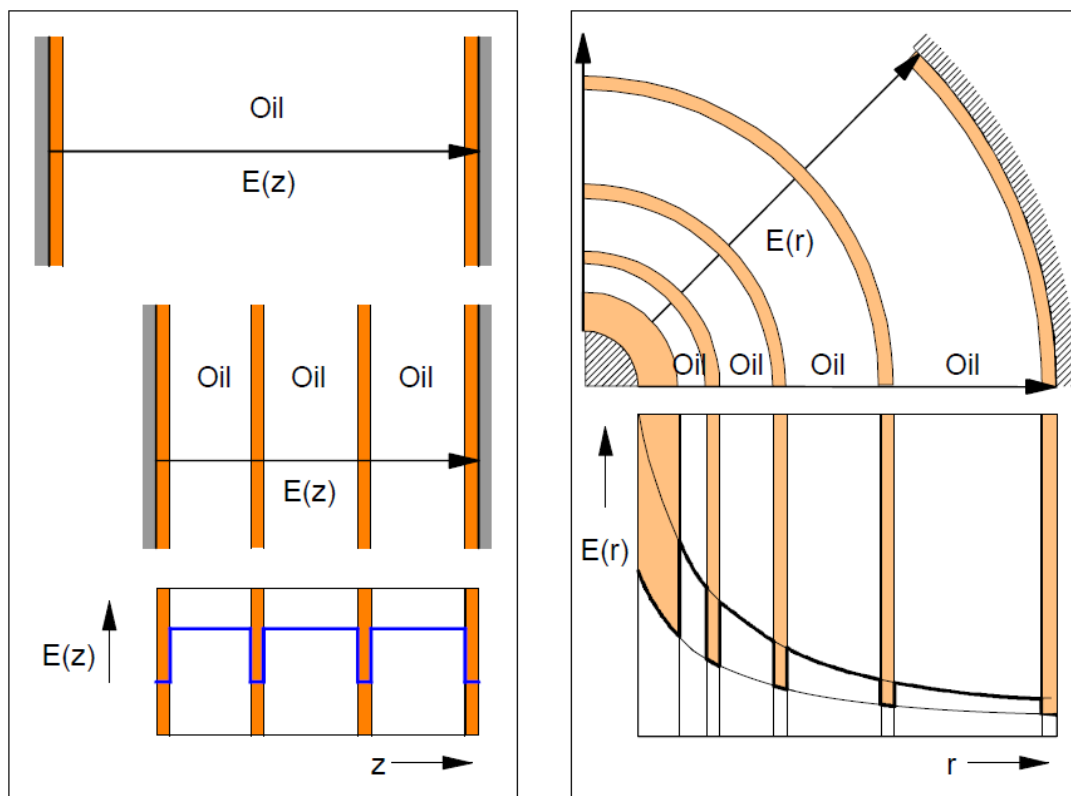


Figura 5.4 División de los canales en otros más estrechos. **Figura 5.5** División en canales con diferentes anchuras en un campo no uniforme.

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

Para realizar la división de los canales de aceite se utilizan barreras de transformerboard (tipo de aislamiento de celulosa). En comparación con el aceite los esfuerzos dieléctricos en el transformerboard se reducen mediante un factor $E_b/E_{oil} = \epsilon_{oil}/\epsilon_b = 0,5$ (ver figuras 5.4 y 5.5). Por lo tanto en las barreras no se concentra una gran porción de la tensión aplicada, la mayor parte de la caída de tensión se concentra en los canales de aceite.

Para una determinada distancia entre electrodos y para un número dado de canales de aceite, se recomienda hacer las barreras lo más delgadas posible y dar bastante más espacio a los canales de aceite.

La principal función de las barreras es la división de los canales de aceite, lo cual podría hacerse teóricamente incluso con una delgada hoja de papel aislante. En la práctica es necesario garantizar cierta estabilidad mecánica y corregir posibles imperfecciones del papel. Un espesor de 2 mm parece ser una buena elección. Por una parte estas barreras están formadas por 20 capas de papel y por otra hay una reducción significativa del volumen del cartón mediante un factor de 2 comparado con los diseños convencionales. Esta reducción en el espesor se puede utilizar para incrementar el número de barreras, consiguiendo un aumento de la rigidez dieléctrica de los canales de aceite.

Otra función de aislamiento sólido se puede asociar con el término “barreras”. Comúnmente el término “barreras” es algo que se utiliza para detener la propagación de algo. Por lo tanto, las barreras se pueden ver como obstáculos contra la fuerte propagación de una descarga (streamer o dardo) en el aceite.

Cabe señalar que el objetivo principal de las barreras es evitar que se inicien las descargas, bastante más que evitar su propagación.

Sin embargo, se ha investigado si las descargas en los canales de aceite pueden perforar las barreras o provocar descargas en los canales adyacentes. Los cálculos numéricos demuestran que la perforación por causa de una descarga eventual es muy baja incluso si el espesor de las barreras se reduce a 1 – 1,5 mm.

Para reducir la probabilidad de que se produzca contorno en el aislamiento sólido, las barreras de pressboard se deben disponer siguiendo, en la medida de lo posible, superficies equipotenciales. Eso requiere un estudio dieléctrico de distribución del campo eléctrico en el interior del transformador.

5.3. Distribución de campo eléctrico en un sistema papel-aceite

El estudio de la distribución del campo eléctrico en el interior del transformador es muy complicado. Si la geometría del transformador fuera sencilla (cilindros de longitud indefinida, planos) se pueden utilizar fórmulas clásicas, pero en casos reales los efectos de borde son importantes.

Para el cálculo del campo eléctrico en el interior del transformador se utilizan métodos numéricos tales como el método de los Elementos Finitos o el método de las cargas superficiales, etc.

5.4. Solicitaciones dieléctricas en un transformador

Durante su vida, un transformador se ve sometido a una serie de solicitaciones dieléctricas tales como

- Tensiones y sobretensiones eléctricas de frecuencia industrial o de frecuencias próximas a la industrial (por ejemplo la tensión normal de servicio, el efecto Ferranti, las sobretensiones debidas a una falta monofásica a tierra, etc.)
- Sobretensiones de tipo impulso, debidas a caída de rayos en la red
- Sobretensiones de maniobra, debidas a la actuación de los disyuntores de la red o a faltas (por ejemplo transitorio de cortocircuito)

La capacidad de un aislante de soportar una sobretensión depende de su pendiente de subida, de modo que cuanto más rápida es la pendiente mayor es la tensión que el aislante puede soportar sin que se produzca la ruptura. La figura 5.6 muestra la relación que existe entre la tensión que un aislante de un determinado espesor puede soportar en función de su duración.

Para no tener que analizar todas y cada una de las solicitaciones a las que un transformador está sometido durante los ensayos de recepción, después de calcular las tensiones en lugares críticos durante los ensayos que indica la normativa, se reducen los diferentes esfuerzos a una sollicitación equivalente de corriente alterna soportada durante un minuto aplicando un factor de reducción, como se muestra en la tabla 5.1. Esta tensión equivalente se denomina DIL (Nivel de aislamiento de diseño, en valores eficaces). Por tanto, en cada punto interno del transformador hay solamente un DIL para el cual hay que diseñar el aislamiento.

*Weidmann design values
for the dielectric strength of oil gaps
as function of different stress durations
in comparison with AC stress (rms, 1 min),
expressed as DIL - factor
(Design Insulating Level).*

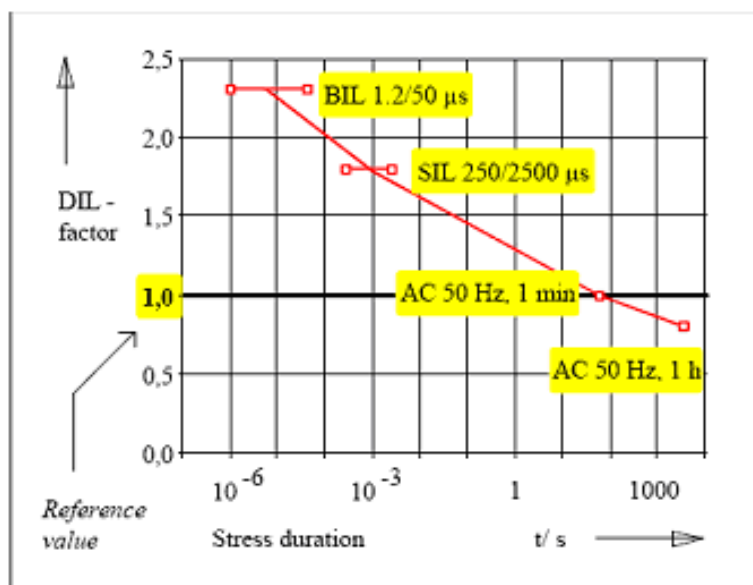


Figura 5.6 Relación existente entre la tensión que un aislante de un determinado espesor puede soportar en función de su duración.

Test voltage	Multiplication factor
Lightning Impulse Level (BIL)	$\sim(1/2.30)=0.44$
Switching Impulse Level (SIL)	$\sim(1/1.80)=0.55$
Long duration (one hour) power frequency voltage	$\sim(1/0.80)=1.25$

Tabla 5.1 Factores de conversión para niveles de tensión a frecuencia industrial soportados durante un minuto (en valores eficaces).

5.5. Cálculos clásicos de aislamientos y distancias

En este apartado se expone la forma clásica de calcular las distancias que se deben respetar entre los aislamientos y las distintas partes del transformador [Cor57], si bien estos procedimientos antiguos están muy cuestionados hoy en día.

5.5.1. Aislamiento de los conductores o aislamiento entre espiras

Las dimensiones de los aislamientos de los hilos conductores están estandarizadas.

El aumento de diámetro que experimentarán dichos hilos vendrá dado por el espesor de los aislamientos, aumento que será igual al espesor de aislante entre dos hilos contiguos. La tabla 5.2 muestra el aumento de diámetro que producen diferentes aislantes.

	Aumento de diámetro
Hilos esmaltados	0,05 mm.
Esmalte y una capa de algodón	0,15 »
Dos capas de seda	0,12 »
Dos capas de algodón	0,3 »
Dos capas de papel solapando	0,3 »
Dos capas de papel a tope	0,15 »

Tabla 5.2 Aumento de diámetro debido al aislamiento en hilos conductores.

Para las barras de cobre se tienen, en general los aumentos indicados en la tabla 5.3.

	Aumento del lado
Dos capas de algodón (en hélice)	0,4 mm.
Dos capas de papel en hélice a tope ..	0,4 »
Una cinta de papel solapando a $\frac{1}{2}$...	0,7 »
Una cinta de algodón solapando a $\frac{1}{2}$.	0,8 »

Tabla 5.3 Aumento del lado de las barras de cobre debido al aislamiento.

Estos espesores indicados en las tablas pueden reforzarse con distintas capas de papel o algodón en hélice, a tope o solapando a $\frac{1}{2}$, según el espesor que convenga obtener para conseguir el aislamiento necesario. Las cintas a tope no deben utilizarse sin impregnar con aceite.

El campo eléctrico entre espiras, y aun entre capas, en condiciones normales es insignificante para cualquiera de estos espesores. Sin embargo, lo que obliga a adoptar valores más altos son las sobretensiones de tipo impulso que reciben de la línea.

En las figura 5.7 y 5.8 [Kar87] se muestra la tensión entre espiras que se puede soportar en función del espesor entre espiras, para el caso de tensiones de frecuencia industrial y para el caso de tensiones de tipo impulso.

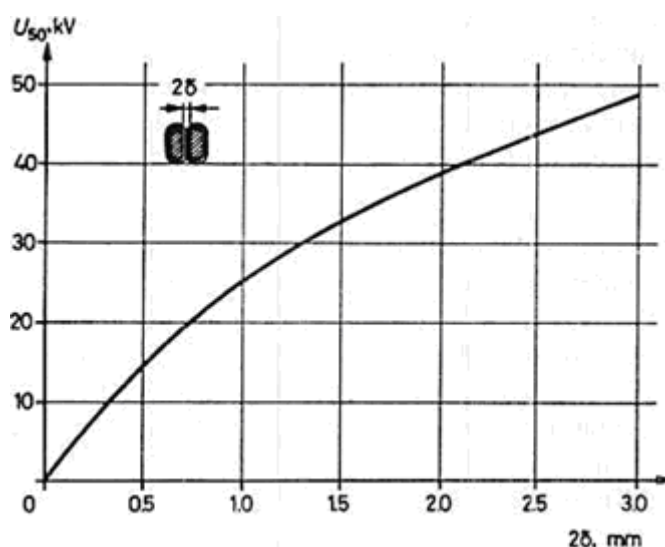


Figura 5.7 Tensión a frecuencia industrial soportada entre espiras en función del espesor de aislamiento entre ellas.

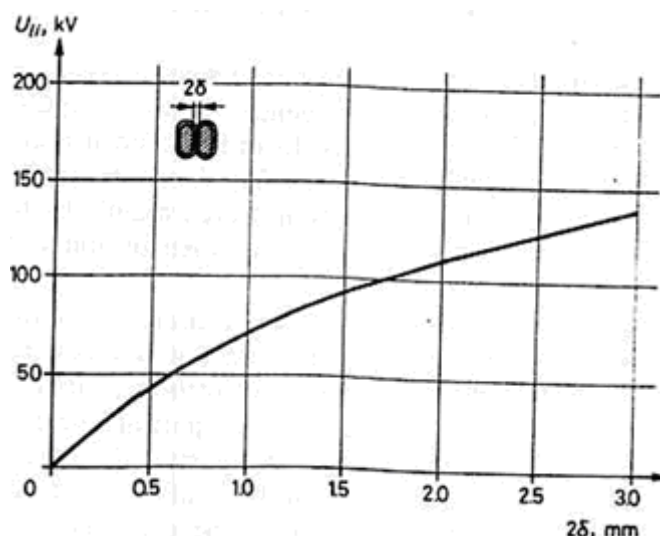


Figura 5.8 Tensión tipo impulso soportada entre espiras en función del espesor de aislamiento entre ellas.

Es recomendable seleccionar el espesor del aislamiento entre espiras de forma que en el curso de los ensayos de recepción la tensión impuesta al aislamiento entre espiras sea menor al 70% del valor dado en los diagramas de las figuras 5.7 y 5.8. La magnitud admisible de las sobretensiones de tipo impulso es entre 1,35 y 1,5 veces la tensión de pico de frecuencia industrial.

Hasta un espesor de aislamiento de 1,2 mm (esto es, un aislamiento de 0,6 mm por conductor), la tensión de inicio de descargas parciales es entre 85 y el 90% de la tensión de ruptura. Para aislamientos de mayor grosor la dispersión en el valor de la tensión de inicio de descargas parciales es mayor, por lo que se debe ser más conservador y diseñar el aislamiento para un 70% de la tensión de ruptura.

5.5.2. Aislamiento entre capas

La máxima tensión entre capas es igual a la tensión entre espiras multiplicada por el doble del número de espiras por capa.

El arrollamiento de alta tensión se subdivide ordinariamente en varias bobinas parciales, basta con disponer una tela aceitada o un pressphan de 0,10 a 0,20 mm.

Cuando la diferencia de potencial entre capas no llega a 100 V, deja de ponerse el aislamiento supletorio.

5.5.3. Aislamiento entre bobinas

La tensión por bobina de alta no debería ser superior a 2000 V. Un número razonable es 1000 V por bobina [Cor57]. En los transformadores acorazados para muy altas tensiones se llega hasta los 5000 V por bobina.

Para devanados continuos o de columnas, que son los que se están tratando a lo largo de todo el proyecto, con los valores de tensión anteriormente mencionados, los canales de ventilación en el aire ($a \geq 15\text{mm}$) y circulación del aceite ($a \geq 6\text{mm}$) dados en la figura 5.9a son suficientes para el aislamiento.

Cuando no se prevean canales radiales de ventilación las bobinas irán separadas por discos de pressphan. El espesor de tales discos será de unos 2 ó 3 mm, atendiendo más a su rigidez mecánica que a la eléctrica y sobresaldrán de las bobinas de 3 a 4 mm, indistintamente en el aire o en el aceite, para aumentar la línea de fuga (ver figura 5.9b).

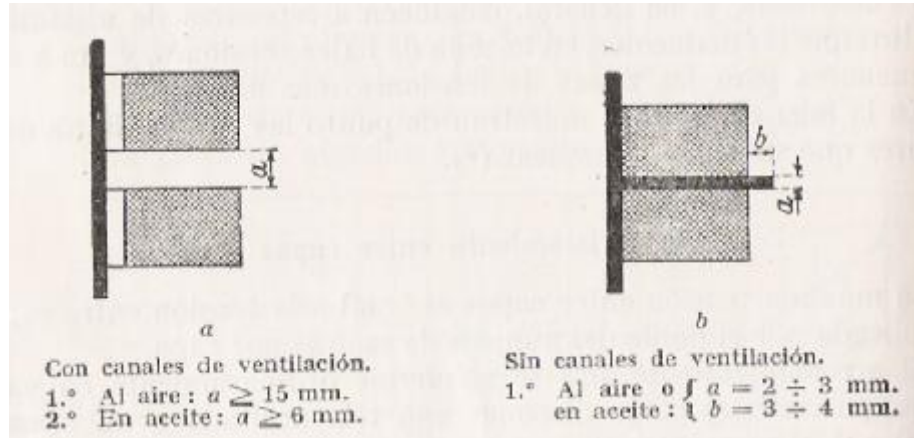


Figura 5.9 Aislamiento entre bobinas.

5.5.4. Aislamiento entre arrollamientos y entre arrollamientos y núcleo

Comprende las distancias entre arrollamientos de alta tensión y baja tensión (AT-BT), entre devanados de alta pertenecientes a columnas contiguas (AT - AT), entre arrollamientos de alta tensión y el núcleo (AT - núcleo) y entre arrollamientos de BT y núcleo, así como los espesores de los cilindros aislantes, líneas de fuga y discos externos. Las tensiones de referencia son siempre las de línea.

En los extremos de los arrollamientos el campo no es homogéneo, y por lo tanto, se deben reducir los esfuerzos específicos permisibles, es decir, se deben aumentar las distancias de aislamiento en esas zonas [Kar87]. La forma geométrica del aislamiento se determina principalmente por el camino de fuga requerido para evitar el contorno. Habitualmente la longitud del camino de fuga requerido viene dada en función del ensayo de tensión a frecuencia industrial, hasta los 400 kV (ver figura 5.10). Cuando se determina la distancia de fuga se suele multiplicar el aislamiento de papel o pressboard que recubre los electrodos (conductores de cobre, núcleo de acero) por 10 ó 20 veces su espesor (dimensión perpendicular al campo).

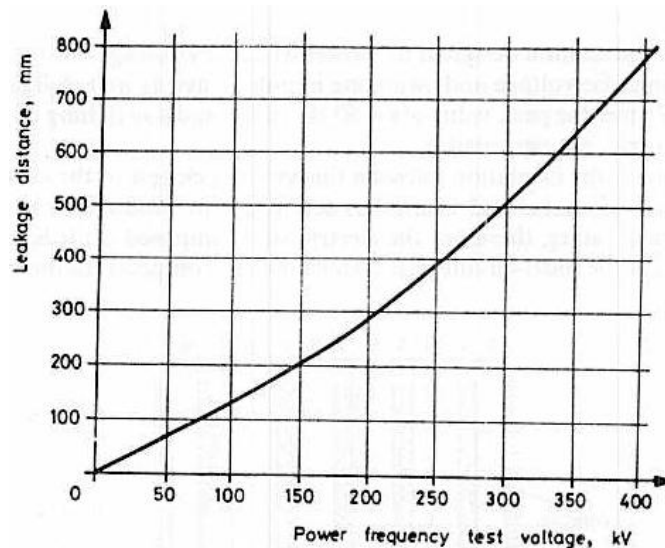


Figura 5.10 Distancia de fuga requerida en aislamientos de extremos como función del ensayo de tensión a frecuencia industrial.

En transformadores de tensiones no muy elevadas, hasta 35 kV, el cilindro de pressboard entre arrollamientos tiene una altura un poco superior a éstos y se coloca un disco aislante entre los arrollamientos y el yugo (ver figura 5.11).

La longitud d_1 del cilindro de pressboard debe tener una longitud en milímetros idéntica a la tensión del transformador en kV. Es apropiado elegir la distancia d_2 entre el extremo del arrollamiento y el yugo tres veces mayor que d_1 .

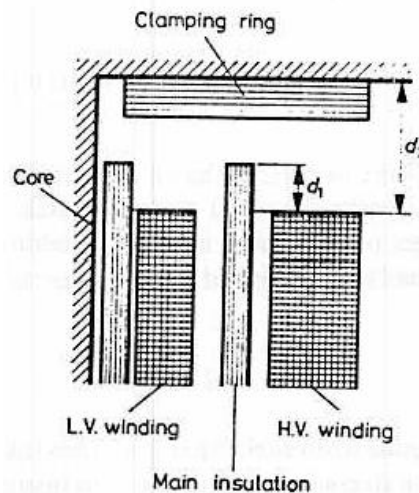


Figura 5.11 Aislamiento de los extremos de un transformador de 35 kV.

El aislamiento en los extremos de los arrollamientos en transformadores de más de 60 kV es más complicado. En este caso, la regla utilizada para tensiones inferiores daría lugar a separaciones excesivamente grandes, por lo tanto, la distancia de fuga se incrementa mediante collares de pressboard (*angle rings*) intercalados con los cilindros (ver figura 5.12). Estos collares se fijan a los tubos colocados entre los arrollamientos y tienen que estar colocados a lo largo de toda la extensión de los tubos. Cuanto mayor sea el rango de tensión más collares habrá que colocar. Los collares de pressboard se doblan sobre los arrollamientos y sus extremos no deben colocarse demasiado cerca unos de otros, ya que los experimentos han demostrado que solo distancias de unas tres

veces la de los propios collares de pressboard pueden considerarse efectivas como camino de fuga entre dos de ellos. Si los extremos están demasiado cerca unos de otros pueden ocurrir descargas en sus inmediaciones a pesar de incrementar su número.

El aislamiento de los extremos está adecuadamente diseñado si la superficie de los collares de pressboard es paralela a las líneas equipotenciales tanto como sea posible; en ese caso se puede lograr una mayor rigidez dieléctrica, ya que el esfuerzo sobre el aislamiento sólido es menor en lo que se refiere a la distancia de fuga. En aislamientos de extremos correctamente contruidos los esfuerzos en la superficie a lo largo de la línea de fuga, provocados por el ensayo de tensión a frecuencia industrial, pueden mantenerse en su totalidad por debajo de 10 kV/cm. La práctica habitual en casos críticos, es determinar el patrón esperado del campo desarrollado en las proximidades de los aislamientos en los extremos, mediante cálculos o experimentos en un tanque electrolítico.

Para aplicaciones de los collares de pressboard, los valores de la distancia d (ver figura 5.12) vienen dados en función del ensayo de tensión a frecuencia industrial en la tabla 5.4. Un aislamiento de los extremos diseñado con los datos proporcionados en la tabla 5.4 también resistirá un ensayo de impulso tipo rayo estándar.

Power frequency test voltage U , kV	Distance of end insulation d , mm .
140	90
185	100
230	115
275	130
360	170
395	190
630	380

Tabla 5.4 Distancia arrollamientos y yugo en función del ensayo de tensión a frecuencia industrial.

El campo desarrollado en los extremos de un arrollamiento se ve influenciado favorablemente por un anillo equipotencial colocado en la parte superior de la sección y conectado al potencial de la primera espira (ver figura 5.12). En grandes transformadores, con el fin de reducir las pérdidas provocadas por el flujo de dispersión en dicho anillo, se utiliza un anillo de material aislante provisto de una banda conductora o recubierto de grafito.

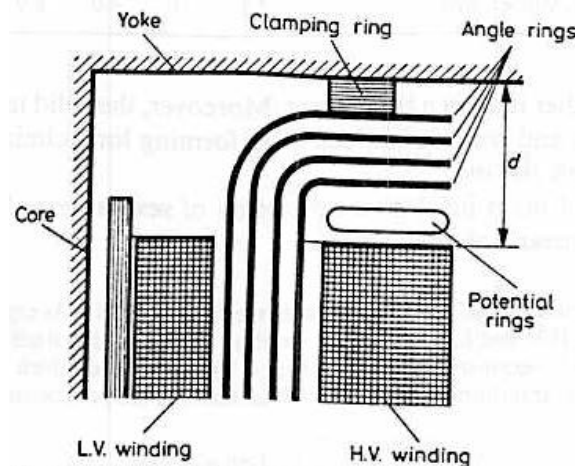


Figura 5.12 Aislamiento de los extremos de transformadores con tensiones superiores a 60 kV.

En transformadores aislados uniformemente, ambos extremos de un arrollamiento deberían tener la misma rigidez dieléctrica, mientras que en transformadores no uniformemente aislados solo el extremo de línea del arrollamiento ha sido diseñado para soportar el ensayo de tensión de los terminales de línea, mientras que el extremo de neutro solo necesita soportar la tensión especificada para el punto de neutro, que es considerablemente menor. Como consecuencia, la distancia entre el extremo de línea y la culata debe ser mayor que entre el extremo de neutro y el mismo. El aislamiento de los arrollamientos está diseñado para disminuir en dos o más pasos desde el extremo de línea hasta el extremo de neutro.

Se puede reducir la distancia entre los extremos de un arrollamiento y la culata (y con esto la altura de las columnas) fijando el punto de AT en el centro del arrollamiento. Tal arrollamiento, consiste en dos mitades conectadas en paralelo y arrolladas en dirección opuesta alrededor de la columna, una de las mitades situada en la mitad superior de la columna y la otra en la inferior. Los extremos interiores de las dos mitades conectados entre sí en el centro de la columna constituyen el extremo de línea del arrollamiento, los otros dos extremos, el de la parte inferior y el de la superior del arrollamiento, se conectan entre sí formando el extremo de neutro. Por lo tanto solo la entrada y el centro de la columna deben ser diseñados para el ensayo de tensión correspondiente a la tensión de línea, mientras que el aislamiento de los extremos del arrollamiento se determina mediante el ensayo de tensión del punto de neutro. En el caso de arrollamientos con el punto de AT en el centro, el canal de fuga también se puede reducir, dado que se requieren menos collares de pressboard en los extremos del arrollamiento. Por lo tanto, para rangos de tensión muy altos, el diseño del aislamiento entre arrollamientos depende de la forma del aislamiento del extremo. Cabe destacar que si un arrollamiento tiene su punto de AT en el extremo o en el centro, el aislamiento del extremo superior es mayor que el del extremo inferior, debido a la presencia del anillo de presión (ver figura 5.12).

Para incrementar la rigidez dieléctrica, se colocan (como se vio en el apartado 5.2.2) barreras de pressboard en el interior de los canales de aceite situados entre los arrollamientos de las diferentes fases. La estructura del aislamiento entre fases es la misma que la del aislamiento principal, y las distancias que deben mantenerse entre las diferentes fases se deben seleccionar en la tabla 5.5. Las barreras, al igual que los

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

collares de pressboard, deben seguir preferiblemente la dirección de las líneas equipotenciales.

Power frequency test voltage kV	Spacing between windings in the case of windings with the H.V. point at the end, mm	Spacing between windings in the case of windings with H.V. point at the centre, mm
140	40	40
185	55	55
230	65	65
275	80	80
360	125	110
395	145	120
630	300	200

Tabla 5.5 Distancia entre arrollamientos de diferentes fases en función del ensayo de tensión a frecuencia industrial.

En transformadores con aislamiento uniforme, las distancias entre el extremo superior del arrollamiento (extremo de línea) y la culata superior puede ser idéntica a la distancia entre el extremo inferior del arrollamiento (extremo de neutro) y la culata inferior, pero en transformadores con aislamiento no uniforme la distancia entre el extremo inferior del arrollamiento y la culata inferior es menor que la distancia entre el extremo superior del arrollamiento y la culata superior. Sin embargo, incluso en transformadores con aislamiento uniforme, las distancias entre un arrollamiento y las culatas inferior y superior no suelen ser iguales debido al espacio ocupado por los anillos de presión que mantienen apretados los arrollamientos para impedir que se muevan (ver figura 5.13).

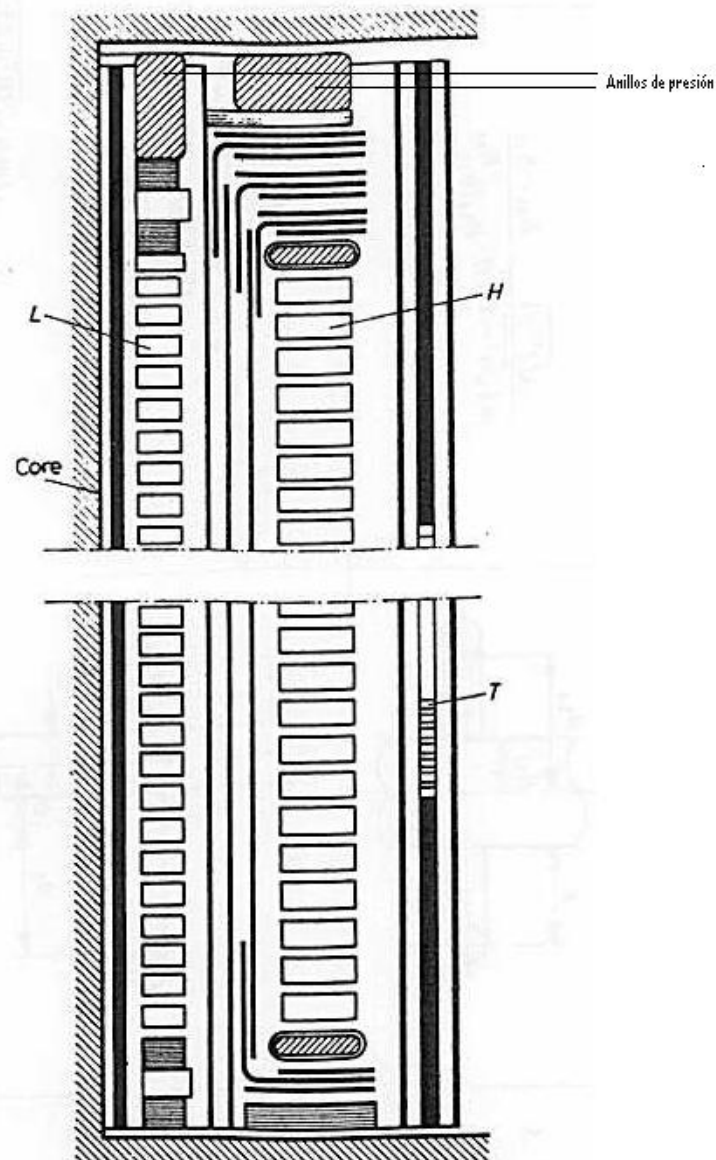


Figura 5.13 Esquema de la sección transversal de un arrollamiento montado sobre una columna de un transformador.

a) Transformadores al aire

Son transformadores de tensiones reducidas (hasta los 10 kV). Las distancias a considerar son las representadas en la figura 5.14 [Cor57].

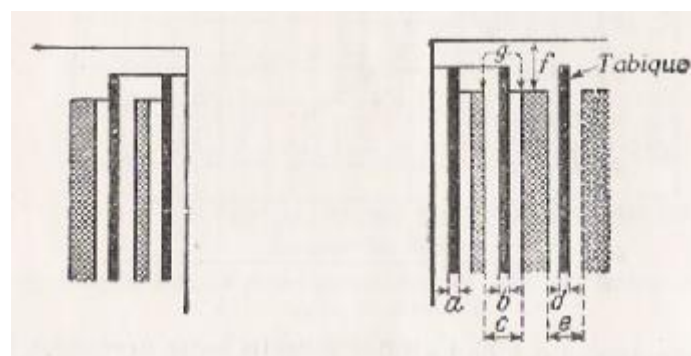


Figura 5.14 Aislamientos de las columnas.

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

- Espesor del cilindro aislante entre BT – núcleo (a): $a = 2 \div 3mm$

- Espesor del cilindro aislante entre BT – AT (b): $b = 3mm$

- Distancia entre arrollamientos (c):

Añadir al espesor del cilindro 3 mm.

El espacio para ventilación será de 10 mm, si el arrollamiento de alta va montado directamente sobre el tubo y 20 mm, si se dispone separado de él para mejorar la circulación del aire.

- Tabique entre los arrollamientos de alta en columnas contiguas (d). El tabique puede tener:

$d = 2mm$ si la diferencia de potencial entre columnas no excede de 5kV.

$d = 3mm$ si la diferencia de potencial entre columnas excede de 5 kV.

- Separación entre arrollamientos de alta (e):

Se agregará un espacio de aire no inferior a 10 mm.

Si no se dispone de tabique aislante, se tomarán 5 mm por cada kV de tensión entre columnas (mínima 15 mm).

- Distancia entre el arrollamiento de alta y el yugo (f):

5 mm por kV de tensión de línea (mínimo 15 mm)

$$f = U \geq 15mm$$

b) Transformadores en aceite

- Espesor del cilindro aislante entre BT – núcleo (a):

Se obtiene de las curvas de la figura 5.15 en función de la tensión de línea en el lado de baja.

- Espesor del cilindro aislante entre BT – AT (b):

Se obtiene de las curvas de la figura 5.15, tomando como referencia la tensión en el lado de alta. Los tubos múltiples se dispondrán en número creciente de 1 a 4 al aumentar la tensión.

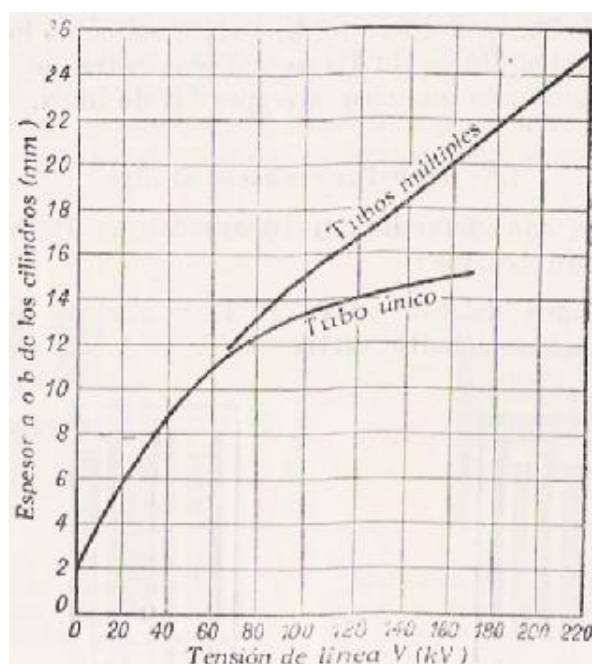


Figura 5.15 Espesor total a o b de los tubos aislantes entre arrollamientos de BT – núcleo, o entre arrollamientos BT – AT.

- Distancia entre devanados (c):

Se tomarán como mínimo los valores de las curvas de la figura 5.16a o 5.16b.

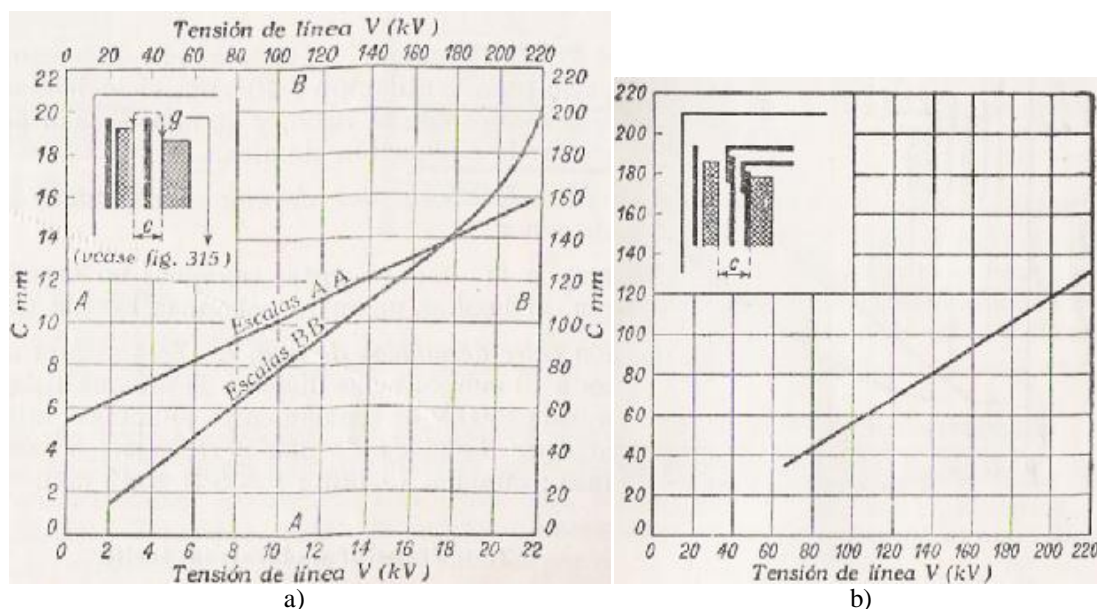


Figura 5.16 Distancia c , entre arrollamientos AT – BT a) Tubo sencillo; b) Tubos múltiples.

- Distancia entre el arrollamiento de alta tensión y el yugo (o culata) (f):

Si no se disponen aros de aislamiento en escuadra, se tomarán los valores de las curvas de la figura 5.17. Si se dispone de esta clase de aros se tomarán de la figura 5.18. En esta última se indica también las líneas de fuga mínimas (g).

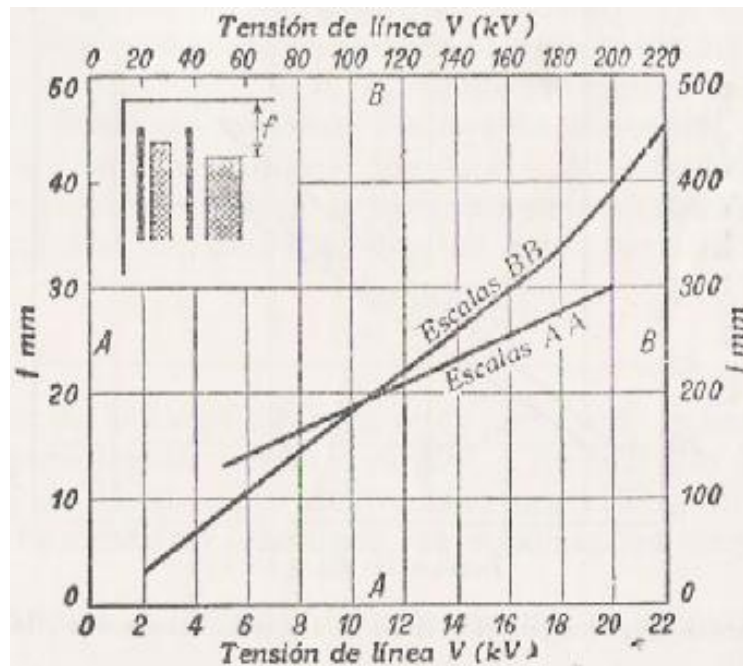


Figura 5.17 Distancia f , entre los arrollamientos y el yugo. Sin anillos rectangulares.

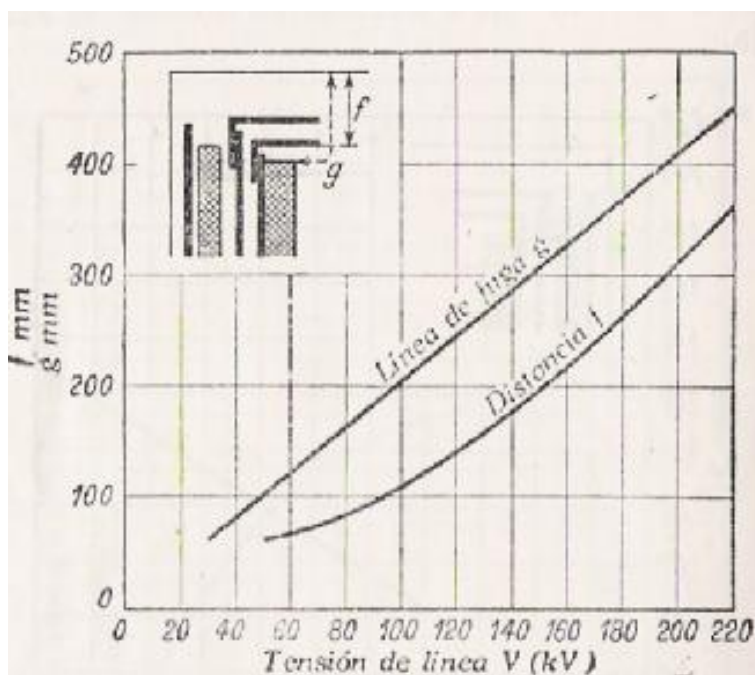


Figura 5.18 Distancia f , entre los arrollamientos y el yugo, con anillos rectangulares y línea de fuga g .

- Separación entre los arrollamientos de AT (e):

Han de tomarse, como mínimo, las mismas distancias (f), de la figura 5.17, y convendrá disponer, además, de tabiques de separación de 2 a 4 mm, según el tamaño del transformador, con objeto de evitar que el fallo de un arrollamiento pueda transmitirse a la columna inmediata, a la vez que impedir la formación de arcos.

5.6. Cálculos mediante ordenador

Para estimar la resistencia al contorno, se debe obtener el esfuerzo eléctrico acumulado a lo largo de la superficie del aislamiento sólido. En el caso de configuraciones de dos electrodos, el máximo esfuerzo dieléctrico suele darse en la superficie de uno de los electrodos. El esfuerzo acumulativo en cualquier punto de una trayectoria entre los electrodos es la diferencia entre el potencial del electrodo y el potencial del punto dividido entre su distancia al electrodo. Para configuraciones complejas entre electrodos los cálculos no pueden hacerse a mano y se precisa realizar cálculos con métodos numéricos más sofisticados.

Como se indicó anteriormente (apartado 5.2.1 y figura 5.3) la rigidez dieléctrica del aceite depende del volumen sometido a una sollicitación dieléctrica (volumen de aceite estresado).

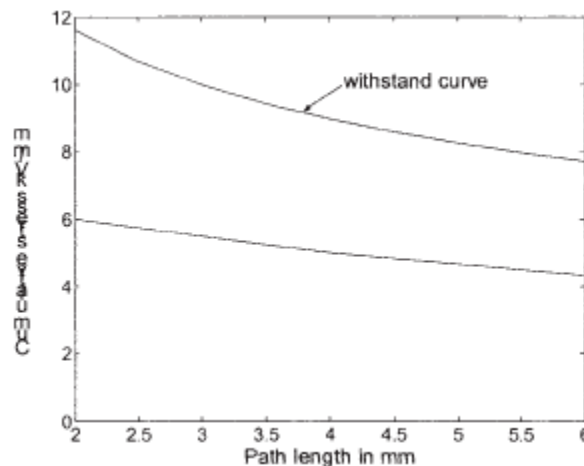


Figura 5.19 Diagrama de esfuerzos acumulativos.

Los métodos clásicos de cálculo de campos magnéticos, como el método de las imágenes, no se pueden utilizar en transformadores debido a la complejidad de la geometría del transformador. Existen otros métodos antiguos como el de los mapas conformes de Schwarz-Christoffel que se pueden utilizar para geometrías simples, pero para geometrías complejas o con muchos electrodos son métodos poco adecuados.

En muchas ocasiones los sistemas físicos son demasiado complejos y las soluciones analíticas son difíciles o imposibles, por lo tanto se utilizan métodos numéricos. Entre los métodos numéricos utilizados para el cálculo de campos eléctricos están el método de las diferencias finitas, el método de los elementos finitos y el método de simulación de cargas.

El método de las diferencias finitas da como resultado un conjunto de ecuaciones lineales que pueden resolverse mediante métodos matriciales o métodos iterativos. Su principal desventaja es que sólo se puede calcular el potencial en puntos discretos, y por lo tanto el método presenta dificultades cuando se requiere el cálculo de áreas y volúmenes estresados.

El método más utilizado hoy en día es el de los elementos finitos. En él la función de potencial se ajusta a polinomios de orden elevado en zonas donde el campo varía de forma abrupta. Este método da lugar a un conjunto de ecuaciones lineales cuya solución se puede obtener por inversión matricial o de forma iterativa. La ventaja del método es que proporciona funciones de potencial que son derivables.

El método de simulación de cargas para cálculo de campos eléctricos puede ser aplicado a regiones sin fronteras y tiene una precisión alta. En este método, la distribución física de las cargas en la superficie del conductor se reemplaza por líneas ficticias discretas de cargas situadas fuera del espacio en el que se quiere calcular la distribución de campo. El valor de las cargas ficticias se calcula de forma que el potencial que estas cargas producen en determinados puntos de chequeo satisfacen el valor estipulado. Para tener una buena precisión se han de elegir de forma adecuada el número de cargas y su ubicación. Por ejemplo, en un electrodo de alta tensión se puede sustituir la distribución superficial de carga por k líneas de carga ubicadas dentro del electrodo; seleccionando un número k de puntos en la frontera se puede establecer un conjunto de k ecuaciones lineales que proporciona el valor de las cargas.

Capítulo 6

6. Selección de la refrigeración

La potencia de un transformador está limitada por la temperatura máxima admisible en el interior de los arrollamientos y en el aceite [Cor57]. Un valor excesivo de la primera produce el deterioro (carbonización lenta) de los aislamientos en contacto con el cobre. Por su parte el aceite, cuando se calienta durante un periodo prolongado por encima de ciertos límites, se descompone formando sobre los arrollamientos depósitos de reacción ácida que impiden la evacuación del calor y elevan considerablemente la temperatura interna de los mismos. De forma aproximada se puede decir que la vida de los aislamientos se reduce a la mitad por cada 6 °C de aumento de la temperatura y un régimen parecido de envejecimiento corresponde al aceite. La afirmación anterior es una afirmación aproximada [CEI76-7], y depende de la construcción del transformador; de hecho, hace algunas décadas se decía que por cada 8°C la vida se reducía a la mitad.

La temperatura del aceite puede medirse mediante un termómetro colocado unos centímetros bajo el nivel libre en el tanque, en las bobinas, sin embargo, la temperatura no puede observarse más que de un modo superficial o deducirla por aumento de resistencia, siendo este procedimiento el que se recomienda normalmente. Se considera que la temperatura máxima en las bobinas será unos 10 °C mayor que la observada por aumento de resistencia y de 15 °C para la temperatura superficial medida con el termómetro. Estas temperaturas máximas se encuentran tabuladas. La temperatura ambiente que se toma como referencia es 40 °C. En cuanto al aceite se refiere, en ningún caso, ni con sobrecargas pasajeras, debe exceder de la temperatura indicada.

Un cálculo preciso de la refrigeración de un transformador es bastante complejo, pues requiere tener en cuenta factores tales como las pérdidas adicionales en los conductores, las pérdidas en elementos constructivos metálicos (pletinas, vigas, tornillos, etc.) y la variación de la viscosidad del aceite con la temperatura. En este proyecto fin de carrera no se va a profundizar de manera rigurosa en la refrigeración del transformador si no que se verá de manera aproximada.

El mecanismo principal de transmisión de calor en un transformador es la convección. El calor transmitido por convección depende del coeficiente de película h , que es función de la geometría del cuerpo a refrigerar y de la velocidad del fluido en cuestión. En ocasiones, para tener en cuenta la transmisión de calor por radiación (caso de la transmisión de calor desde la cuba al aire que la rodea) o por conducción (caso de la transmisión de calor desde los arrollamientos al aceite) se utiliza un coeficiente de

película modificado. Debido a esto, la obtención del coeficiente de película no es algo sencillo. En [Del02] se indica la expresión de los coeficientes de convección en diferentes tipos de geometrías en función de los números de Reynolds y de Prandtl de los fluidos refrigerantes y la forma de modificarlos para tener en cuenta la radiación o la conducción.

6.1. Tipos de refrigeración

El calor generado en el interior de los arrollamientos y el núcleo por efecto Joule, corrientes de Foucault y por histéresis se transmite hacia el medio refrigerante externo que bien será aire (para transformadores pequeños) o aceite (para transformadores de potencias más elevadas) [San02]. Según que la circulación del fluido se deba a la diferencia de densidades o a la impulsión mecánica externa se habla de refrigeración natural o forzada. Las normas clasifican los sistemas de refrigeración según el fluido refrigerante primario (en contacto con las partes activas del transformador) y secundario (normalmente la atmósfera exterior) y la forma de transmisión del calor de uno al otro, De esta manera se tendrán las siguientes siglas que en su combinación dan nombre a los distintos sistemas de refrigeración posibles según la norma [EN76-2].

Para el fluido refrigerante:

- O: Aceite mineral
- A: Aire
- W: Agua

Para el tipo de circulación:

- N: Natural
- F: Forzada (Mediante bombas de aceite y conductos o ventiladores para el aire)

Por ejemplo un transformador con refrigeración OFAN indica que el fluido de refrigeración es aceite que circula por el interior de la cuba impulsado por una bomba y que cede su calor al aire que circula a través de los radiadores exteriores por circulación natural.

6.2. Diseño de la cuba o tanque

La cuba es el recipiente donde se encuentran todas las partes activas de un transformador, sirve de recubrimiento, para contener el aceite y como superficie de refrigeración, por lo que el rendimiento de un transformador depende en gran medida del su diseño [Das02].

En el interior existen diversos canales, fijaciones, anclajes y otras zonas donde es necesario prestar mucha atención en su diseño.

Para calcular las dimensiones laterales del tanque se parte de las dimensiones del núcleo magnético del transformador más los arrollamientos, a las que se suman unas distancias de aislamiento entre arrollamientos y cuba (ver figura 6.1). En este sentido, debe tenerse en cuenta que en la parte en la que se tienen las salidas del arrollamiento de regulación el espacio requerido es mayor (ver figuras 6.2a, 6.2b y 6.3). En el caso de que el transformador incorpore un cambiador de tomas en carga, se ha de dejar espacio en un lateral para que quepa dicho cambiador.

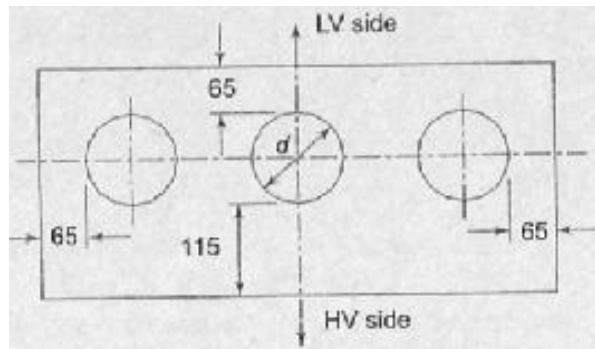
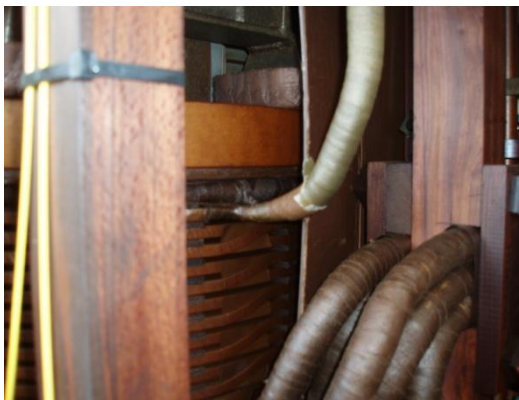


Figura 6.1 Distancias de aislamiento entre arrollamientos y cuba.

Por lo que se refiere a la altura del tanque, hay que tener en cuenta que el núcleo magnético descansa en una plataforma soporte y que en la parte superior hay que dejar espacio para la parte de las bornas que queda dentro del transformador y para el cambiador de tomas en vacío (en el caso de que el transformador lleve ese tipo de cambiador de tomas).



a)



b)

Figura 6.2 Lado del arrollamiento en que se tienen las salidas del arrollamiento de regulación (a) y lado opuesto (b).

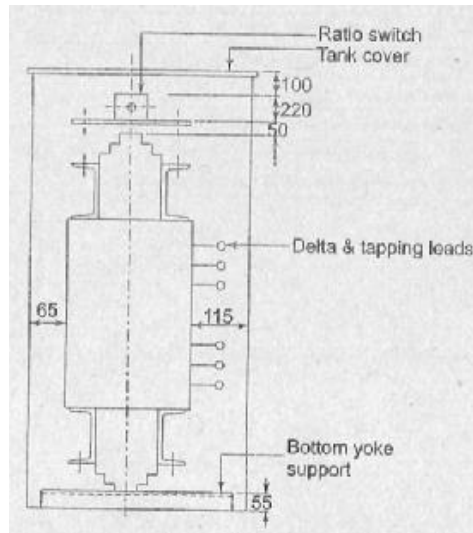


Figura 6.3 Distancias de aislamiento del lado del arrollamiento en que se tienen las salidas del arrollamiento de regulación y lado opuesto.

6.3. Determinación del número de radiadores

La evacuación de calor en la cuba del transformador se produce sólo por su superficie lateral. El tanque de un transformador puede disipar como máximo, durante el servicio, un calor de unos 500 W/m^2 por su área superficial [Das02]. Las pérdidas totales de un transformador son mayores que lo que puede disipar por su superficie. Para aumentar el área superficial de un transformador y proveerlo de una refrigeración adicional se utilizan los radiadores.

6.3.1. Tipos de radiadores

6.3.1.1. Radiadores convencionales de tubo elíptico

La longitud estándar de los tubos elípticos disponibles en el mercado es de 6,1 m. Estos tubos se cortan en varias partes que se sueldan unas con otras formando un banco de radiadores. Cada banco de radiadores tiene una entrada y una salida para que el aceite circule libremente a través de ellos (ver figura 6.4).

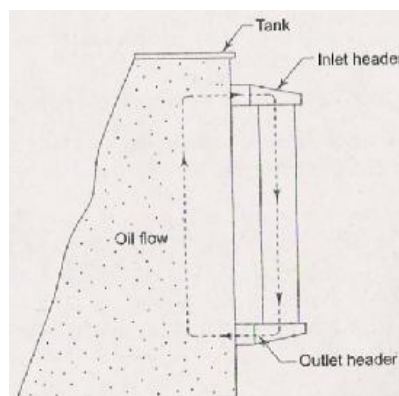


Figura 6.4 Formación de radiadores de tubos elípticos para circulación y refrigeración del aceite.

Cuando el aceite se calienta se produce un incremento en su volumen y disminuye su densidad por lo que el aceite más caliente intenta desplazar al que está más frío y es más pesado, que es el que se encuentra en la superficie superior del transformador. En el proceso de desplazamiento, el aceite más pesado no tiene otra alternativa que fluir por la entrada de la tubería del radiador. La parte externa de la tubería está en contacto con el aire, por lo que el aceite comienza a enfriarse y aumenta su densidad avanzando a lo largo de la tubería, por la acción de la fuerza de gravedad, saliendo por la salida de la tubería, completando así el proceso de refrigeración que puede verse esquematizado en la figura 6.4.

En un transformador será necesario colocar varios tubos y su longitud dependerá de la altura del tanque del transformador. El número de tubos requeridos se puede calcular a partir de la siguiente ecuación

$$N^{\circ} \text{ tubos} = \frac{1}{8,8 \cdot X \cdot Y} \left[\frac{K}{L} - 1,25 \cdot A \right] \quad (6.1)$$

Donde

- A : Área Superficial del tanque considerando solo las paredes laterales (m^2)
- K : Pérdidas totales (W)
- L : Calentamiento medio del aceite, calculado como calentamiento máximo del aceite multiplicado por 0,8 ($^{\circ}\text{C}$)
- Y : Longitud de cada tubo (m)
- X : Perímetro del tubo elíptico (m) (ver figura 6.5). El perímetro del tubo elíptico se calcula multiplicando el perímetro del rectángulo circunscrito por un coeficiente para tener en cuenta el efecto del redondeo:

$$X = 2 \cdot (a + b) \cdot 0,9 \quad [\text{m}] \quad (6.2)$$

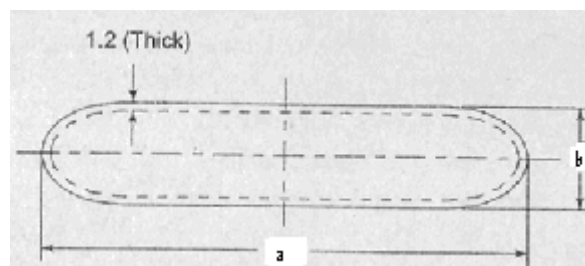


Figura 6.5 Perímetro del tubo elíptico.

6.3.1.2. Radiadores de acero prensado (pressed steel radiators)

Estos radiadores se fabrican con chapas laminadas en frío (CRCA) de un espesor entre 1 y 1,2 mm y una anchura que varía entre 230, 300 y 500 mm. La longitud de los radiadores varía desde los 400 a los 3000 mm en múltiplos de 100 mm. El número de aletas por radiador se calcula a partir de las pérdidas esperadas. Multiplicando el área superficial del tanque por el calor disipado por m^2 (500 W/m^2) se obtienen las pérdidas que disipa el tanque. Restando este valor de las pérdidas totales se obtiene el calor que ha de disipar el radiador. Dependiendo de la altura del tanque se escogerá una altura

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

(distancia entre centros C/D en la figura 6.6) para el radiador y el espesor de las aletas dependerá del número de canales de aceite que tengan. Con estos dos parámetros y sabiendo cual es el calentamiento del aceite ($^{\circ}\text{C}$ por encima de su valor normal) se obtendrá, a partir de una serie de tablas, el calor disipado por cada aleta. Dividiendo el exceso de calor que debe disipar el radiador por el calor disipado por cada aleta se obtendrá finalmente el número de aletas necesario. Existen una serie de factores de corrección dependiendo de las dimensiones y distancias entre elementos en el interior del transformador que deberá multiplicarse por el valor del calor disipado por cada aleta [Das02]. Estos factores también están tabulados y son

- Factor a: Depende de la distancia vertical entre la línea central del núcleo y la del radiador
- Factor b: Depende de la distancia entre dos radiadores
- Factor c: Depende del número de aletas por radiador

$$\text{Factor de corrección total} = a \cdot b \cdot c \quad (6.3)$$

Por último, el número de aletas obtenido mediante estos cálculos se aproximará al número entero superior al valor obtenido.

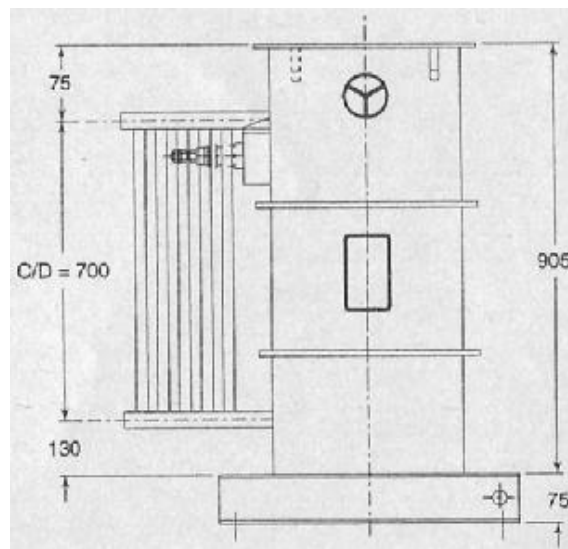


Figura 6.6 Tanque construido con radiadores de acero prensado.



Figura 6.7 Aspecto externo de un transformador con radiadores de acero prensado.

6.3.1.3. Radiadores de paneles de paredes onduladas (corrugated wall panel radiators)

Actualmente debido al incremento en los costes de los materiales y la mano de obra se construyen transformadores con ondulaciones en las paredes del tanque, eliminando virtualmente el concepto de radiadores. Este tipo de diseño se utiliza para los transformadores de distribución en todos los países desarrollados.

Los paneles de paredes onduladas están fabricados con planchas de acero CRCA con espesores entre 0,75 y 1,2 mm mediante una máquina especial para este propósito. Las paredes planas y las partes superior e inferior del tanque están construidas de manera convencional, utilizando acero templado.

Además de los beneficios de compactación, vistosidad, ahorro en acero, aceite, costes de transporte y espacio, la mayor ventaja es que su diseño es ideal para la construcción de transformadores herméticamente sellados. Las ondulaciones permiten la expansión del aceite y con la eliminación del contacto con la atmósfera exterior, el aceite no necesita ningún tipo de mantenimiento.

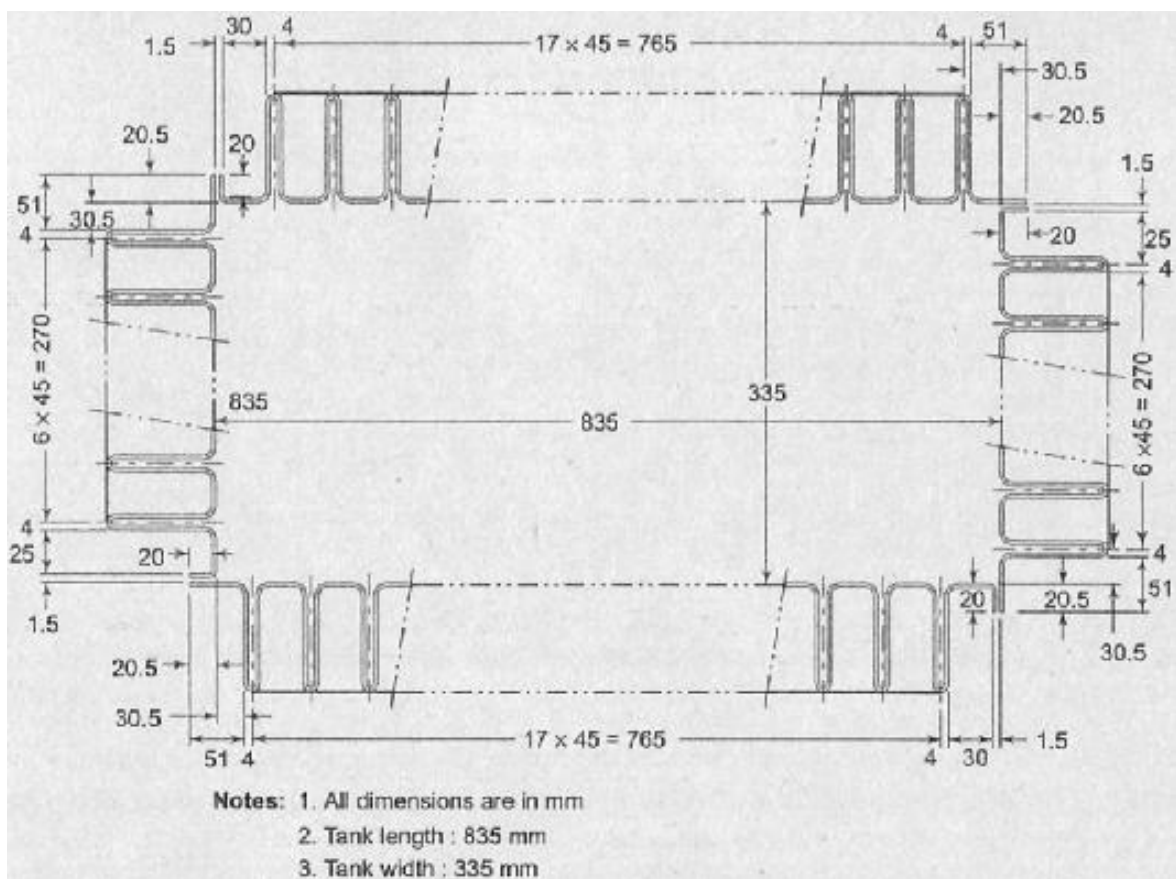


Figura 6.8 Transformador de paneles de paredes onduladas.



Figura 6.9 Aspecto externo de un transformador de paredes onduladas.

A través de las aletas onduladas se disipan las pérdidas totales del transformador. Para calcular el número de aletas necesarias se utilizan las siguientes ecuaciones

$$\text{Nº de aletas a lo largo} = \frac{L_{\text{largo}} - (2 \cdot f)}{d} + 1 \quad (6.4)$$

Donde

- L_{largo} : Longitud interior del largo del tanque (mm)
- f : Distancia de la última aleta al extremo del tanque (mm)
- d : Distancia entre dos aletas (mm)

$$\text{Nº de aletas a lo ancho} = \frac{L_{\text{ancho}} - (2 \cdot f)}{d} + 1 \quad (6.5)$$

Donde

- L_{ancho} : Longitud interior del ancho del tanque (mm)
- f : Distancia de la última aleta al extremo del tanque (mm)
- d : Distancia entre dos aletas (mm)

$$\text{Nº total de aletas} = 2 \cdot \text{Nº de aletas a lo largo} + 2 \cdot \text{Nº de aletas a lo ancho} \quad (6.6)$$

Conociendo la potencia a disipar y el número total de aletas se obtiene la potencia a disipar por aleta. La figura 6.10 proporciona el valor de la profundidad de las aletas en función de la potencia a disipar y la diferencia de temperaturas entre la capa superior del aceite y la capa inferior.

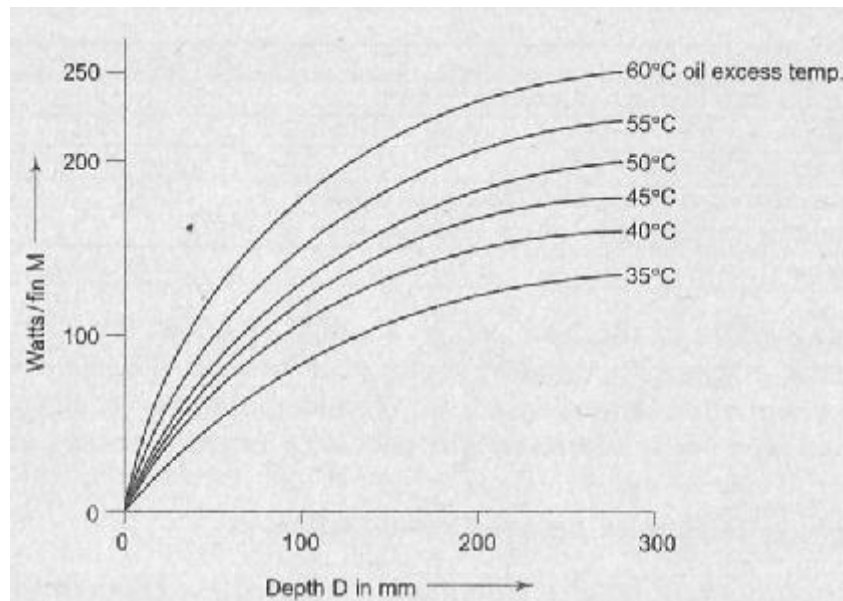


Figura 6.10 Valor de la profundidad de las aletas en función de la potencia a disipar y la diferencia de temperaturas entre la capa superior del aceite y la capa inferior.

6.4. Volumen de aceite contenido en el transformador

6.4.1. Volumen de aceite contenido únicamente en el tanque

El volumen de aceite contenido en el tanque será la diferencia entre el volumen total del tanque menos el volumen ocupado por los elementos que hay en su interior (núcleo, cobre o aluminio, accesorios del núcleo, materiales aislantes).

6.4.2. Volumen de aceite en los radiadores

Dependerá del tipo de radiador utilizado y del número de tubos o aletas necesarios.

6.4.3. Conservador

El conservador es una cámara de aceite situada en lo alto del transformador para evitar que se derrame o pueda reventar el tanque ante aumentos excesivos de la temperatura y por lo tanto de su volumen.

El volumen del conservador suele tomarse generalmente como un 10 % de la suma del volumen del aceite de la cuba más el de los radiadores.

6.5. Cálculos mediante ordenador

Un problema especialmente interesante para el diseñador del transformador es la determinación de la temperatura del punto más caliente del transformador en unas condiciones de carga determinadas. Para calcular la temperatura del punto más caliente [Del02] se ha de modelar con detalle cada uno de los discos del arrollamiento (caso de arrollamiento de discos) o de capas (caso de un arrollamiento por capas). Se plantea un conjunto de ecuaciones con incógnitas en cada uno de los nodos del arrollamiento, donde las incógnitas son la presión de aceite, la velocidad del aceite en cada uno de los canales y la temperatura del aceite en cada nodo. La relación entre las variables viene dada por consideraciones de conservación de la masa (caudal) y energía térmica aportada desde cada uno de los discos (o capas en su caso) y la ecuación del Bernouilli en cada uno de los conductos de refrigeración (canales entre alta y baja). El flujo de aceite de los diferentes arrollamientos se mezcla en la capa superior del aceite (ecuación de la conservación de la masa y de la energía de los diferentes fluidos que se mezclan). Este conjunto de ecuaciones en el interior de los arrollamientos debe ser completado con una serie de ecuaciones que tenga en cuenta la disipación de calor en los radiadores del transformador. Un cálculo tan detallado se sale de los objetivos de este proyecto fin de carrera.

El problema se puede plantear mediante ecuaciones algebraicas [Del02] o mediante elementos finitos.

Capítulo 7

7. Diseño del transformador

7.1. Introducción

En el presente capítulo se va a abordar el diseño de los principales parámetros eléctricos y magnéticos de un transformador de dos arrollamientos cuyas características principales son las siguientes:

- | | |
|--|--------------------------|
| - Potencia aparente nominal: | $S_n = 5 \text{ MVA}$ |
| - Tensión nominal del arrollamiento de alta: | $U_{n1} = 33 \text{ kV}$ |
| - Tensión nominal del arrollamiento de baja: | $U_{n2} = 11 \text{ kV}$ |
| - Conexión: | Dyn11 |
| - Frecuencia: | $f = 50 \text{ Hz}$ |

Los cálculos se han realizado con un programa llamado mathcad. Para los cálculos efectuados en este proyecto fin de carrera, el mathcad a resultado una herramienta realmente sencilla de utilizar y muy práctica. Desde el teclado se pueden editar las ecuaciones, asignar valores a las variables y constantes, así como abrir cuadros de diálogo para poder insertar texto. Dispone de una serie de barras de herramientas para poder realizar toda serie de operaciones, insertar ecuaciones, gráficos, matrices, unidades, símbolos griegos, crear funciones, etc. A parte de los manuales de ayuda, dispone de una serie de tutoriales para realizar las operaciones básicas que resultan muy útiles por su simplicidad y sencillez para iniciarse en el manejo del programa.

En el siguiente punto se muestran los cálculos realizados con mathcad, extraídos directamente del programa, ya que tiene la opción de guardarlos para exportarlos a un documento de Word.

7.2. Diseño del transformador con mathcad

Diseño de un transformador de $S_n = 5 \text{ MVA}$, 33/11 KV, Dyn11

El programa no reconoce las unidades de la potencia reactiva, por lo que se definen los VA como una variable de la manera que sigue:

$$VA := V \cdot A$$

Datos de partida:

$$S_n := 5 \times 10^6 VA$$

$$Un1 := 33KV$$

$$Un2 := 11KV$$

$$f := 50Hz$$

7.2.1 Selección de la tensión por espira:

$$k := 0.39 \frac{1}{KV^2} \cdot \frac{1}{KA^2}$$

$$(3.3) \quad Et := k \cdot \sqrt{S_n \cdot 10^{-3}} = 27.577V$$

7.2.2 Número de espiras por arrollamiento:

La tensión de fase del arrollamiento de BT teniendo en cuenta que está conectado en estrella será:

$$(7.1) \quad Unf2 := \frac{Un2}{\sqrt{3}} = 6.351 \times 10^3 V$$

$$(7.2) \quad N2 := \text{round} \left(\frac{Unf2}{Et} \right) = 230 \quad \text{espiras en el secundario}$$

$$(7.3) \quad N1 := \text{ceil} \left(\frac{Un1 \cdot N2}{Unf2} \right) = 1.196 \times 10^3 \quad \text{espiras en el primario}$$

7.2.3 Selección de la inducción:

$$\alpha := 5$$

$$(3.4) \quad B_{mp} := \frac{1.9T}{1 + \frac{\alpha}{100}} = 1.81T$$

7.2.4 Flujo máximo:

$$(3.6) \quad \Phi_m := \frac{E_t}{4.44f} = 0.124 \text{Wb}$$

7.2.5 Selección de la sección donde se inscribe una columna:

Sección neta:

$$(3.7) \quad S_{FeNeta} := \frac{\Phi_m}{B_{mp}} = 0.069 \text{m}^2$$

Factores de utilización:

$$f_u := 0.9$$

$$f_{uo} := 0.90 \quad (\text{Ver figura 3.3e})$$

$$f_o := f_u \cdot f_{uo} = 0.878$$

Sección bruta:

$$(3.8) \quad S_{FeBruta} := \frac{S_{FeNeta}}{f_u} = 0.071 \text{m}^2$$

Sección donde se inscribe la columna:

$$(3.10) \quad S_o := \frac{S_{FeNeta}}{f_o} = 0.078 \text{m}^2$$

7.2.6 Diámetro de la circunferencia circunscrita:

$$(3.12) \quad D := 0.98\sqrt{S_o} = 0.274 \text{m}$$

7.2.7 Sección de la culata o yugo:

$$(3.13) \quad S_y := 1.17 S_{FeNeta} = 0.08 \text{m}^2 \quad (\text{También se ha elegido el tipo de apilamiento de la figura 3.3e para la culata})$$

7.2.8 Selección de los conductores y de la densidad de corriente:

Como dato de partida se tomará una densidad de corriente usual para el cobre y posteriormente se calculará la densidad de corriente real para cada conductor, una vez elegidos los conductores normalizados.

$$J_o := 3 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

7.2.8.1 Selección del conductor de alta tensión:

En primer lugar se determinará la corriente nominal por fase del conductor de alta tensión que, teniendo en cuenta que el primario está conectado en triángulo, será:

$$(7.4) \quad I_{n1} := \frac{S_n}{3 \cdot U_{n1}} = 50.505 \text{A}$$

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

La sección del conductor de AT será:

$$(4.1) \quad Ac1 := \frac{Infl}{Jo} = 1.684 \times 10^{-5} \text{ m}^2$$

Y su diámetro:

$$(4.1) \quad dc1 := \sqrt{\frac{4 \cdot Ac1}{\pi}} = 4.63 \times 10^{-3} \text{ m}$$

Como el diámetro del conductor de AT es mayor de 3.5 mm se debe elegir una pletina rectangular equivalente de la tabla (4.2) teniendo en cuenta la relación alto - espesor dada en las ecuaciones (4.2) y (4.3).

El conductor elegido es de 8 x 2.24 mm, cuya sección normaliza es:

$$Acn1 := 17.56 \text{ mm}^2 = 1.756 \times 10^{-5} \text{ m}^2$$

La altura del conductor de AT es: $ac1 := 8 \text{ mm}$

El espesor del conductor de AT es: $ec1 := 2.24 \text{ mm}$

Y la densidad de corriente para este conductor es:

$$(4.1) \quad Jc1 := \frac{Infl}{Acn1} = 2.876 \times 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$$

7.2.8.2 Selección del conductor de baja tensión:

La corriente nominal por fase del conductor de baja tensión, teniendo en cuenta que está conectado en estrella, es:

$$(7.5) \quad Inl2 := \frac{Sn}{3 \cdot Unl2} = 262.432 \text{ A}$$

La sección del conductor de BT será:

$$(4.1) \quad Ac2 := \frac{Inl2}{Jo} = 8.748 \times 10^{-5} \text{ m}^2$$

El diámetro del conductor de BT será:

$$(4.1) \quad dc2 := \sqrt{\frac{4 \cdot Ac2}{\pi}} = 0.01 \text{ m}$$

El diámetro del conductor de baja tensión también es mayor de 3.5 mm, por lo tanto se debe elegir una pletina rectangular equivalente de la tabla (4.2).

Se han elegido dos conductores en paralelo para tener un arrollamiento más corto que sea acorde con el de alta tensión.

Dos conductores en paralelo 11.20 x 4 mm, cuya área normalizada es:

$$Acn2 := 2 \cdot 43.9 \text{ mm}^2 = 8.78 \times 10^{-5} \text{ m}^2$$

La altura del conductor de BT es: $ac2 := 11.20\text{mm}$

El espesor del conductor de BT es: $ec2 := 4\text{mm}$

La densidad de corriente para este conductor es:

$$(4.1) \quad Jc2 := \frac{In2}{A_{cn2}} = 2.989 \times 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$$

El espesor del recubrimiento para ambos conductores (AT y BT) se tomará de 0.5 mm

$$er := 0.5\text{mm}$$

7.2.9 Dimensiones de los arrollamientos:

7.2.9.1 Dimensiones del arrollamiento de baja tensión:

El número de discos conductores elegidos para el arrollamiento de BT es:

$$nd2 := 60$$

El espesor doble del arrollamiento de BT es:

$$(7.6) \quad t := \text{ceil}\left(\frac{N2}{nd2}\right) \cdot (ec2 + er) + 2\text{mm} = 0.02\text{m}$$

Se han tomado 2 mm de separación con la columna

El diámetro interno del arrollamiento de BT es:

$$(7.7) \quad Dint2 := D + t = 0.294\text{m}$$

El diámetro externo del arrollamiento de BT es:

$$(7.8) \quad Dext2 := Dint2 + (ec2 + er) \cdot 2 \cdot \text{ceil}\left(\frac{N2}{nd2}\right) = 0.33\text{m}$$

Los separadores elegidos para el arrollamiento de BT tienen una altura de 4 mm, tomándose una altura del doble para el primero y para el último.

$$h2 := 4\text{mm}$$

La altura del arrollamiento de BT es:

$$(7.9) \quad Hw2 := nd2 \cdot (ac2 + er) + (nd2 - 2) \cdot h2 + 2 \cdot (2 \cdot h2) = 0.95\text{m}$$

7.2.9.2 Dimensiones del arrollamiento de alta tensión:

El número de discos conductores elegido para el arrollamiento de AT es:

$$nd1 := 70$$

Se toma una separación entre arrollamientos de:

$$wg := 10\text{mm}$$

El diámetro interno del arrollamiento de AT es:

$$(7.10) \quad D_{int1} := D_{ext2} + 2w_g = 0.35m$$

El diámetro externo del arrollamiento de AT es:

$$(7.11) \quad D_{ext1} := D_{int1} + (e_{c1} + e_r) \cdot \text{ceil}\left(\frac{N1}{n_{dl}}\right) = 0.399m$$

Los separadores elegidos para el arrollamiento de AT tienen una altura de 5mm, tomándose una altura del doble para el primero y el último.

$$h1 := 5mm$$

La altura del arrollamiento de AT es:

$$(7.12) \quad H_{w1} := n_{dl} \cdot (a_{c1} + e_r) + (n_{dl} - 2) \cdot h1 + 2 \cdot (2 \cdot h1) = 0.955m$$

7.2.10 Altura de la ventana del núcleo magnético:

La altura de la ventana se obtiene incrementando la altura de los arrollamientos un 15%.

$$(7.13) \quad CL := H_{w1} \cdot 1.15 = 1.098m$$

7.2.11 Distancia entre centros de columnas (M):

Se toma una distancia de aislamiento entre fases de:

$$df := 40mm$$

$$(7.14) \quad M := D_{ext1} + df = 0.439m$$

7.2.12 Peso del núcleo magnético:

La sección bruta de la culata es:

$$(3.8) \quad S_{yBruta} := \frac{S_y}{f_u} = 0.083m^2$$

La sección donde se inscribe la culata se obtiene de la siguiente ecuación:

$$(3.10) \quad S_{yo} := \frac{S_y}{f_o} = 0.091m^2$$

Su diámetro teniendo en cuenta que se ha elegido el mismo factor de apilado que para las columnas es:

$$(3.12) \quad D_y := 0.98 \cdot \sqrt{S_{yo}} = 0.296m$$

El acero elegido tiene las siguientes propiedades:

$$\text{Espesor de las láminas de acero:} \quad w := 0.27mm$$

Densidad: $d_{Fe} := 7650 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$

Resistividad efectiva: $\rho_{eff} := 0.0103 \frac{\Omega}{\text{m}}$

La masa del núcleo magnético se obtiene de la siguiente expresión:

$$(7.15) \quad W_n := (3 \cdot CL + 2 \cdot 1.125 D_{fuo}) \cdot S_{FeBruta fu} \cdot d_{Fe} + (4 \cdot M + 2 \cdot 1.125 D_{y \cdot fuo}) \cdot S_{yBruta fu} \cdot d_{Fe} = 3.474 \times 10^3 \text{ kg}$$

7.2.13 Cálculo de las pérdidas en el núcleo:

De la figura (3.9) se obtienen las pérdidas por kilogramo en función de la inducción

$$p_{Fe} := 1.3 \frac{\text{W}}{\text{kg}}$$

Las pérdidas en el hierro hay que multiplicarlas por un factor de construcción entre 1.2 y 1.4 y sumarle las pérdidas adicionales debidas a corrientes de Foucault.

Pérdidas adicionales en el hierro:

$$(3.21) \quad P_{adFe} := \left(\frac{\pi^2}{6m^2} \right) \cdot \frac{f^2 \cdot B_{mp}^2 \cdot w^2}{\rho_{eff}} = 0.095 \frac{\text{W}}{\text{m}^3}$$

Las pérdidas totales en el hierro son:

$$(7.16) \quad P_{Fe} := P_{adFe} \cdot \frac{W_n}{d_{Fe}} + 1.3 p_{Fe} \cdot W_n = 5.871 \times 10^3 \text{ W}$$

7.2.14 Cálculo de la corriente de vacío:

De la figura (3.10) se obtienen los VA/kg frente a la inducción, para una inducción de 1.81 T, la potencia aparente por kilogramo es de 3.8 VA/kg. En este valor obtenido de las curvas de la gráfica ya están incluidas las pérdidas en las juntas.

$$s_n := 3.8 \frac{\text{VA}}{\text{kg}}$$

$$(3.23) \quad I_o := \frac{s_n \cdot W_n}{\sqrt{3} \cdot U_{n2}} = 0.693 \text{ A}$$

Esta corriente se ve incrementada debido a que hay que magnetizar en entrehierro y por lo tanto la corriente de vacío, tomando un incremento del 150% será:

$$(7.17) \quad I_{mag} := I_o \cdot (1 + 1.5) = 1.732 \text{ A}$$

La corriente de vacío también se ve influenciada por los fenómenos de histéresis y las corrientes parásitas:

$$(7.18) \quad I_{he} := \frac{P_{Fe}}{\sqrt{3} \cdot U_{n2}} = 0.308 \text{ A}$$

Por lo tanto la corriente de vacío total será:

$$(7.19) \quad I_{ot} := \sqrt{I_{mag}^2 + I_{he}^2} = 1.759A$$

7.2.15 Estimación del valor máximo de la corriente de inserción:

La estimación del valor máximo de la corriente de inserción se obtiene a partir de la ecuación (3.27).

En primer lugar hay que calcular el área englobada por una vuelta de hilo en el arrollamiento de AT, o lo que es lo mismo, el área interna del arrollamiento externo de AT (A_w).

$$(7.20) \quad A_w := \pi \cdot \left(\frac{D_{ext1}}{2} \right)^2 = 0.125m^2$$

La permeabilidad magnética del vacío es: $\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$

Se estimará que la densidad de flujo remanente tiene un valor de: $B_r := 1.45T$

El valor máximo de la corriente de inserción es:

$$(3.27) \quad i_{omax} := \frac{(2 \cdot B_{mp} + B_r - 2.03T) \cdot S_{FeNeta} \cdot H_{w1}}{\mu_o \cdot A_w \cdot N1} = 1.058 \times 10^3 A$$

7.2.16 Masa de los arrollamientos:

7.2.16.1 Masa de los arrollamientos de baja tensión:

Diámetro medio del arrollamiento de BT:

$$(7.21) \quad D_{m2} := \frac{D_{int2} + D_{ext2}}{2} = 0.312m$$

La densidad el cobre a 75°C es: $d_{cu75^\circ} := 8900 \frac{kg}{m^3}$

El transformador es trifásico por lo tanto el número de fases es: $m_f := 3$

$$(4.10) \quad W_{c2} := m_f \cdot N2 \cdot D_{m2} \pi \cdot A_{cn2} \cdot d_{cu75^\circ} = 528.579kg$$

Debido a los latiguillos (uniones entre fases) la masa de cobre total será un poco mayor que la calculada anteriormente, en este caso se considerará un aumento del 5%, por lo que la masa total del cobre para el arrollamiento de BT es:

$$(7.22) \quad W_{ct2} := 1.05 W_{c2} = 555.008kg$$

7.2.16.2 Masa de los arrollamientos de AT:

Diámetro medio del arrollamiento de AT:

$$(7.21) \quad D_{m1} := \frac{D_{int1} + D_{ext1}}{2} = 0.375 \text{ m}$$

$$(4.10) \quad W_{c1} := m_f \cdot N1 \cdot D_{m1} \cdot \pi \cdot A_{cn1} \cdot \rho_{cu75^\circ} = 660.10 \text{ kg}$$

$$(7.22) \quad W_{ct1} := 1.05 W_{c1} = 693.11 \text{ kg}$$

7.2.16.3 Masa total de los arrollamientos:

$$(7.23) \quad W_{ct} := W_{ct1} + W_{ct2} = 1.248 \times 10^3 \text{ kg}$$

7.2.17 Resistencia de los arrollamientos:

7.2.17.1 Resistencia del arrollamiento de BT:

La resistividad del cobre a 75°C es: $\rho_{cu75^\circ} := 0.021 \Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$

Longitud media de una espira del arrollamiento de BT:

$$(7.24) \quad l_{m2} := \pi \cdot D_{m2} = 0.98 \text{ m}$$

Longitud total del conductor de BT:

$$(7.25) \quad l_{c2} := l_{m2} N2 = 225.478 \text{ m}$$

La resistencia del arrollamiento de BT para cada una de las 3 fases es:

$$(4.4) \quad R2 := \frac{\rho_{cu75^\circ} \cdot l_{c2}}{A_{cn2}} = 0.055 \Omega$$

7.2.17.2 Resistencia del arrollamiento de AT:

Longitud media de una espira del arrollamiento de BT:

$$(7.24) \quad l_{m1} := \pi \cdot D_{m1} = 1.177 \text{ m}$$

Longitud total del conductor de AT:

$$(7.25) \quad l_{c1} := l_{m1} N1 = 1.408 \times 10^3 \text{ m}$$

La resistencia del arrollamiento de AT para cada una de las 3 fases es:

$$(4.4) \quad R1 := \frac{\rho_{cu75^\circ} \cdot l_{c1}}{A_{cn1}} = 1.732 \Omega$$

7.2.18 Pérdidas de potencia activa en carga:

Las pérdidas de potencia activa se calcularán para una temperatura de funcionamiento de 75 °C.

7.2.18.1 Conductores de BT:

$$(4.7) \quad P_{dc2} := J_{c2}^2 \cdot W_{ct2} \cdot \frac{\rho_{cu75^\circ}}{dcu75^\circ} = 1.203 \times 10^4 \text{ W}$$

Las pérdidas por kilogramo de cobre son:

$$(4.8) \quad p_{dc2} := \frac{P_{dc2}}{W_{ct2}} = 21.682 \frac{\text{m}^2}{\text{s}^3}$$

Existen unas pérdidas adicionales debido a corrientes parásitas, estas pérdidas suponen un pequeño porcentaje de las pérdidas anteriormente calculadas. A continuación se obtiene dicho porcentaje y se calculan las pérdidas reales en los conductores de BT.

El número de espiras por disco en el arrollamiento de BT es:

$$(7.26) \quad m_2 := \frac{N_2}{nd_2} = 3.833$$

$$(4.21) \quad kr_2 := \left(\frac{ec_2}{m} \right)^4 \cdot 10^8 \cdot \frac{m_2^2 - 0.2}{9} = 0.041 \text{ p.u.}$$

Las pérdidas totales en los conductores de BT son:

$$(7.27) \quad P_{dct2} := P_{dc2} \cdot (1 + kr_2) = 1.253 \times 10^4 \text{ W}$$

7.2.18.2 Conductores de AT:

$$(4.7) \quad P_{dc1} := J_{c1}^2 \cdot W_{ct1} \cdot \frac{\rho_{cu75^\circ}}{dcu75^\circ} = 1.392 \times 10^4 \text{ W}$$

Las pérdidas por kilogramo de cobre son:

$$(4.8) \quad p_{dc1} := \frac{P_{dc1}}{W_{ct1}} = 20.076 \frac{\text{m}^2}{\text{s}^3}$$

El número de espiras por disco en el arrollamiento de AT es:

$$(7.26) \quad m_1 := \frac{N_1}{nd_1} = 17.086$$

$$(4.21) \quad kr_1 := \left(\frac{ec_1}{m} \right)^4 \cdot 10^8 \cdot \frac{m_1^2 - 0.2}{9} = 0.082 \text{ p.u.}$$

Las pérdidas totales en los conductores de AT son:

$$(7.27) \quad P_{dct1} := P_{dcl} \cdot (1 + k_{r1}) = 1.505 \times 10^4 \text{ W}$$

Las pérdidas de potencia activa en carga totales son:

$$(7.28) \quad P_{dct} := P_{dct1} + P_{dct2} = 2.758 \times 10^4 \text{ W}$$

7.2.19 Reactancia, resistencia e impedancia porcentual:

7.2.19.1 Reactancia porcentual:

Para el cálculo de la reactancia porcentual se necesitan conocer una serie de parámetros que se obtienen a continuación:

$$\text{Espesor radial del arrollamiento de BT:} \quad w_2 := \frac{D_{ext2} - D_{int2}}{2} = 0.018 \text{ m}$$

$$\text{Espesor radial del arrollamiento de AT:} \quad w_1 := \frac{D_{ext1} - D_{int1}}{2} = 0.025 \text{ m}$$

$$\text{Diámetro medio de los arrollamientos de AT y BT:} \quad D_m := \frac{D_{m1} + D_{m2}}{2} = 0.343 \text{ m}$$

$$\text{El número de grupos de bobinas por columna es:} \quad g_r := 1$$

El factor de Rogowski, que tiene en cuenta el efecto de borde (abombamiento de las líneas de campo) en los extremos del arrollamiento es:

$$(4.39) \quad K_R := 1 - \frac{\frac{-\pi \cdot H_{w1}}{w_1 + w_g + w_2}}{\frac{\pi \cdot H_{w1}}{w_1 + w_g + w_2}} = 0.982$$

La longitud del canal de fugas es:

$$(4.38) \quad l_s := \frac{H_{w1}}{K_R} = 0.972 \text{ m}$$

La reactancia porcentual es:

$$(4.37) \quad \varepsilon_x := 2 \cdot 100 \pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{N_1}{U_{n1}} \right)^2 \cdot \left(\frac{S_n}{g_r \cdot l_s} \right) \cdot \left(w_g \cdot \pi D_m + \frac{l_{m1} w_1 + l_{m2} w_2}{3} \right) = 7.027 \%$$

7.2.19.2 Resistencia porcentual:

$$(4.30) \quad \varepsilon_r := 100 \frac{P_{dct}}{S_n} = 0.552 \%$$

7.2.19.3 Impedancia porcentual:

$$(7.29) \quad z_{cc} := \sqrt{\varepsilon x^2 + \varepsilon r^2} = 7.049 \%$$

7.2.20 Rendimiento:

El rendimiento de un transformador depende, entre otros factores, del porcentaje de carga y del factor de potencia.

Se va a calcular el rendimiento para unas condiciones de plena carga y un factor de potencia de 0.9.

Porcentaje de carga: $\%c := 1$

Factor de potencia: $f_{dp} := 0.9$

$$(7.30) \quad \eta := 100 \frac{S_n \cdot \%c \cdot f_{dp}}{(S_n \cdot \%c \cdot f_{dp}) + P_{Fe} + (\%c^2 \cdot P_{dct})} = 99.262 \%$$

7.2.20.1 Máxima eficiencia del transformador:

La máxima eficiencia de un transformador se da para un porcentaje de carga en el cual las pérdidas en carga y las pérdidas en vacío se igualan.

$$(7.31) \quad \%k := \sqrt{\frac{P_{Fe}}{P_{dct}}} = 0.461$$

$$(7.32) \quad \eta_{\max} := 100 \frac{S_n \cdot \%k \cdot f_{dp}}{(S_n \cdot \%k \cdot f_{dp}) + P_{Fe} + (\%k^2 \cdot P_{dct})} = 99.438 \%$$

7.2.21 Regulación (caída de tensión entre vacío y plena carga):

$$(7.33) \quad \varphi := \arccos(f_{dp}) = 0.451 \quad \text{radianes}$$

$$(7.34) \quad u := \varepsilon r \cdot \cos(\varphi) + \varepsilon x \cdot \sin(\varphi) + \frac{(\varepsilon x \cdot \cos(\varphi) - \varepsilon r \cdot \sin(\varphi))^2}{200} = 3.745 \%$$

7.3. Comparativa de los resultados con Dasgupta

En este capítulo se va a presentar un cuadro comparativo entre los resultados obtenidos en los cálculos del diseño del transformador y los dados en el libro de Dasgupta para un transformador de las mismas dimensiones.

Parámetro	Proyecto	Dasgupta
Potencia aparente nominal	5 MVA	5 MVA
Conexión	DyN11	DyN11
Tensión de primario	33 kV	33 kV
Tensión de secundario	11 kV	11 kV
Frecuencia	50 Hz	50 Hz
Tensión por espira	27,577 V	27,577 V
Número de espiras primario	1196 espiras	1195 espiras
Número de espiras de secundario	230 espiras	230 espiras
Inducción o densidad de flujo máxima	1,81 T	1,6 T
Sección bruta de la columna	710 cm ²	801,35 cm ²
Sección neta de la columna	690 cm ²	785,6 mm
Sección donde se inscribe la columna	óvalo 780 cm ²	circunferencia 809,88 cm ²
Diámetro de la columna	274 mm	328 mm
Altura de la ventana del núcleo	1098 mm	1080 mm
Distancia entre centros de columnas	439 mm	620 mm
Masa del núcleo magnético	3474 kg	3765 kg
Pérdidas por kilogramo a la inducción especificada	1,3 W/kg	1 W/kg
Pérdidas en el hierro (o en vacío)	5871 W	4706 W
Corriente de vacío	1,759 A	2 A
Número de discos arrollamiento BT	60 discos	60 discos
Número de discos arrollamiento AT	70 discos	68 discos
Conductor BT desnudo	2 x 11,20 x 4 mm	2 x 11 x 4,7 mm
Conductor AT desnudo	8 x 2,24 mm	9 x 2,2 mm
Área normalizada conductor BT	87,8 mm ²	101,68 mm ²
Área normalizada conductor AT	17,56 mm ²	19,55 mm ²
Recubrimiento conductores	0,5 mm	0,5 mm
Densidad de corriente conductor BT	2,989 A/mm ²	2,58 A/mm ²
Densidad de corriente conductor AT	2,876 A/mm ²	2,58 A/mm ²
Diámetro interno arrollamiento BT	294 mm	353 mm
Diámetro externo arrollamiento BT	330 mm	437 mm
Diámetro interno arrollamiento AT	350 mm	485 mm
Diámetro externo arrollamiento AT	399 mm	597 mm
Separación radial entre arrollamientos	10 mm	24 mm
Altura arrollamiento BT	950 mm	920 mm
Altura arrollamiento AT	955 mm	921 mm
Masa de los arrollamientos	1248 kg	2012 kg
Resistencia arrollamiento BT	0,055 Ω	0,059 Ω
Resistencia arrollamiento AT	1,732 Ω	2,184 Ω
Pérdidas en el cobre (o en carga)	27580 W	33900 W

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

Reactancia porcentual	7,027 %	7,44 %
Resistencia porcentual	0,552 %	0,678 %
Impedancia porcentual	7,049 %	7,47 %
Máxima eficiencia del transformador	99,438 %	99,5 %
Caída de tensión entre vacío y plena carga	3,745 %	5,154 %

Tabla 7.1 Comparativa de los resultados obtenidos con los dados por el libro de Dasgupta.

La primera diferencia significativa entre los dos diseños la encontramos en la elección de la densidad de flujo. Se ha elegido una densidad de flujo de 1,81 T, mientras que en el libro de Dasgupta se opta por un valor de la inducción bastante bajo 1,6 T. Debido a esto se obtienen unas dimensiones del núcleo magnético inferiores a las suyas (secciones y diámetros de columnas), exceptuando la altura de la ventana ya que se ha elegido en función de la altura de los arrollamientos y la inducción no ha sido determinante en su elección. Otra consecuencia de esta elección es que la cantidad de hierro consumida es inferior a la dada por Dasgupta.

La segunda diferencia se puede observar son las pérdidas en vacío del transformador, habiéndose obtenido alrededor de un 20 % más de pérdidas en vacío que en el diseño de Dasgupta. Esto se debe a dos causas. La primera y fundamental está derivada de la densidad de flujo, ya que para la densidad elegida se tienen unas pérdidas por kilogramo sustancialmente mayores que para su inducción. La segunda causa es la elección del factor de construcción por el que se han multiplicado las pérdidas en vacío, que mientras aquí se ha optado por un factor de 1,3 Dasgupta opta por uno algo menos conservador 1,25.

La tercera diferencia son las dimensiones de los conductores elegidos, siendo tanto el de conductor de AT como el de BT de menor sección y con mayor densidad de corriente que los de Dasgupta.

La cuarta diferencia, aunque no es demasiado significativa, es la altura de los arrollamientos y como consecuencia la de la ventana del núcleo magnético, siendo ligeramente superiores a las dadas por Dasgupta debido al tamaño y número de conductores elegido y a la altura de los separadores.

La quinta se encuentra en los diámetros de los arrollamientos y se debe a las dimensiones de los conductores elegidos, pero sobretudo al diámetro y sección de la columna, que como ya se vio eran sustancialmente menores que los suyos.

La diferencia más significativa es la cantidad de cobre utilizado (1248 kg por los 2012 kg utilizados por Dasgupta) lo que deriva en unas pérdidas en carga menores.

Capítulo 8

8. Resumen y conclusiones

8.1. Resumen

En el presente proyecto fin de carrera se han realizado los cálculos justificativos de las dimensiones del circuito eléctrico y del circuito magnético de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV, conexión DyN11.

Uno de los objetivos de este proyecto fin de carrera fue conocer las bases de diseño y la metodología de cálculo de los diferentes elementos y/o subsistemas, puesto que tanto el director del proyecto como yo mismo desconocíamos este aspecto. Una vez que se tuvo una idea de cómo calcular los diferentes subsistemas, se decidió cuáles de ellos se podían abordar en este proyecto fin de carrera y cuáles debían ser objeto de proyectos futuros.

Algunos de los cálculos de un transformador son muy sencillos (tabla 8.1), mientras que otros requieren la utilización de herramientas de diseño más evolucionadas (como programas de Elementos Finitos) o el desarrollo de programas de cálculo específicos. A la vista del tiempo consumido en la primera parte del proyecto fin de carrera, se decidió que sólo se realizarían los cálculos sencillos, dejando los cálculos más complejos para otros proyectos fin de carrera (algunos de los cuales ya se están llevando a cabo, por ejemplo el cálculo de fuerzas entre arrollamientos y de la capacidad de las estructuras para soportarlos).

La metodología de cálculo se ha implementado en Mathcad.

Los resultados del cálculo se han comparado con los que proporciona Dasgupta [Das02] para un transformador de las mismas características, encontrándose la diferencia más significativa en los kilogramos de cobre utilizados (1248 kg frente a los 2012 kg dados por Dasgupta).

La semejanza de los resultados obtenidos en el proyecto es debido en parte a que cuando se diseña un transformador hay una serie de decisiones arbitrarias (por ejemplo, el número de discos de un arrollamiento), que en nuestro caso se han tomado similares a las tomadas por Dasgupta. No obstante, también se han tomado decisiones diferentes, por ejemplo, se ha modificado el número de discos de AT con objeto de hacer los dos arrollamientos de una altura semejante, o la elección de la inducción.

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

Cálculos sencillos	Cálculos complejos	
	Magnitud	Formas de realizar el cálculo
Tensión por espira	Pérdidas adicionales en el cobre	<ul style="list-style-type: none"> - Programas de Elementos Finitos - Métodos numéricos de cálculo de la componente radial del flujo disperso (método de Roth, método de Rabbins) - Fórmulas aproximadas
Número de espiras de los arrollamientos	Fuerzas axiales entre arrollamientos	<ul style="list-style-type: none"> - Programas de Elementos Finitos - Métodos numéricos de cálculo de la componente radial del flujo disperso (método de Roth, método de Rabbins) - Fórmulas aproximadas
Inducción de diseño	Cálculos dieléctricos (entre espiras)	<ul style="list-style-type: none"> - Desarrollo de un programa de reparto de sobretensiones de tipo impulso
Sección del núcleo	Cálculos dieléctricos (entre arrollamientos)	<ul style="list-style-type: none"> - Programas de elementos finitos para el cálculo del campo eléctrico entre arrollamientos - Métodos numéricos de cálculo de campos eléctricos
Pérdidas en el hierro	Cálculos térmicos	<ul style="list-style-type: none"> - Programas de elementos finitos para el cálculo de las velocidades del fluido, y de la temperatura en los diferentes puntos - Desarrollo de un programa de cálculo de velocidades del fluido, de presiones en los diferentes conductos del transformador y de coeficientes de transmisión de calor
Corriente de vacío	Optimización del diseño del transformador	<ul style="list-style-type: none"> - Programas de optimización del costo del transformador como suma del costo de los diferentes elementos del mismo (hierro, cobre, aceite)
Área y dimensiones de los conductores		
Pérdidas Joule en el cobre		
Impedancia de cortocircuito		

Tabla 8.1 Cálculos sencillos y cálculos complejos en un transformador.

Otro de los objetivos del proyecto fin de carrera era la comparación de los métodos de diseño utilizados por otros autores. Los principales libros utilizados para la realización del proyecto fin de carrera han sido el de Corrales [Cor57], el de Dasgupta [Das02] y el de Karsai [Kar87], si bien se ha hecho uso en muchos apartados de

expresiones proporcionadas por Kulkarni [Kul04], que no es específicamente un libro de diseño de transformadores. Las conclusiones de este análisis comparativo se presentan en el próximo apartado.

Todos los autores consultados hacen uso en una u otra parte de la metodología de diseño de gráficas, curvas y experiencia acumulada en diseños anteriores y decisiones tomadas sin una justificación previa. En muchas ocasiones las gráficas proporcionadas no cubren todo el rango de tensiones/potencias, y en nuestro caso tampoco se disponía de experiencia previa, por lo que hubo que tomar algunas decisiones que no eran proporcionadas por otros autores. La primera decisión es la altura de la columna, que eligiéndola como indica Corrales [Cor57] hubiera conducido a dimensiones del transformador no lógicas para la época actual. El problema se solucionó analizando más de diez diseños de transformadores construidos por diferentes fabricantes (Areva, ABB, Siemens, Efavec) para Unión Fenosa y se vio que la relación entre la altura de los arrollamientos y la columna tenía un valor medio de 0,85 por lo que se obtuvo la altura de la columna a partir de la altura de los arrollamientos, multiplicándola por un factor de 1.15.

La segunda decisión que se adoptó no respaldada por los autores consultados fue la elección de las dimensiones del arrollamiento (ancho y alto del rectángulo que circunscribe a cada uno de los arrollamientos). El problema se solucionó conociendo las dimensiones de los conductores y tomando una altura de los separadores estándar.

La tercera decisión que se adoptó no respaldada por los autores consultados fue la elección de la separación entre arrollamientos que se eligió con el fin de que la reactancia de cortocircuito del transformador cumpliera con las especificaciones del cliente y de la normativa aplicable [EN76-5] con las tolerancias indicadas en [EN76-1].

Por lo que se refiere a los conocimientos adquiridos y puestos en práctica en este proyecto fin de carrera, cabe destacar una profundización en los conceptos fundamentales de los transformadores y en la forma de cálculo de muchas de sus magnitudes y un manejo de bibliografía técnica fundamentalmente en inglés, además del manejo del programa mathcad.

8.2. Conclusiones

Se ha comprobado que la tarea de diseñar un transformador es realmente compleja debido a los diversos problemas en diferentes campos de la ingeniería que hay que afrontar a la hora de su diseño.

Como se indicó uno de los objetivos del proyecto fin de carrera era la comparación de los métodos de diseño utilizados por otros autores. Para la realización del proyecto fin de carrera se han utilizado diferentes libros editados en épocas muy distintas, desde 1957 a 2005.

Se ha podido comprobar que un diseño basado en libros clásicos [Cor57] da lugar a transformadores demasiado grandes y desproporcionados con respecto a los transformadores actuales. Este tipo de diseños está excesivamente basado en tablas y coeficientes obtenidos de forma experimental o en base a diseños pasados.

También se ha podido comprobar que los libros de diseño antiguos no son compatibles (o lo son en una medida muy pequeña) con los nuevos, pues decisiones tomadas en base a las indicaciones de [Cor57] conducen a resultados absurdos cuando se realizan cálculos sucesivos con [Kar87].

Por último, indicar que entre la bibliografía consultada no se ha encontrado ningún libro que proporcione una guía integral para un diseño de transformadores, pues, como se indicó anteriormente, todos los libros toman en algún momento decisiones que sólo son válidas para el transformador que está siendo diseñado, pero no para otros transformadores de diferentes potencias o tensiones.

8.3. Sugerencias para futuros proyectos

El diseño de un transformador es una labor muy compleja que no se puede abordar en el curso de un proyecto fin de carrera. En este proyecto se han sentado las bases del diseño y se ha realizado el diseño preliminar, pero quedan otros cálculos por realizar, como son los siguientes:

- Cálculo dieléctrico del transformador
- Cálculo del calentamiento del transformador, y del diseño térmico en su caso (selección de la cuba, del número de radiadores, del tipo de circulación del aceite y del aire, natural o forzada, etc.)
- Optimización del diseño del transformador

No se ha incluido en esta relación los cálculos de pérdidas adicionales y de esfuerzos en el transformador, ya que según mi director de proyecto estos cálculos se están realizando en dos proyectos fin de carrera actualmente en curso.

Índice de términos:

Para distinguir entre arrollamientos de AT y BT se añadirá a cada término el subíndice 1 ó 2 respectivamente.

A_c	Sección del conductor (m^2)
A_{cn}	Sección del conductor normalizada (m^2)
A_w	Sección interna del arrollamiento externo (m^2)
a	Espesor radial del espacio entre arrollamientos (m)
a_c	Dimensión del conductor en la dirección de las líneas de flujo (m)
B	Inducción magnética o densidad de flujo magnético (T)
B_{dm}	Densidad de flujo de dispersión media (T)
B_{gp}	Valor de pico de la densidad flujo en el espacio entre los dos arrollamientos
B_{mp}	Inducción máxima (T)
B_p	Inducción de cresta o de pico (T)
b	Espesor radial de los arrollamientos (m)
B_r	Densidad de flujo remanente (T)
CL	Altura de la ventana del núcleo magnético (m)
C_T	Coefficiente de proporcionalidad ($VA/m^3/T$)
D	Diámetro de la circunferencia circunscrita (m)
D_{ext}	Diámetro externo del arrollamiento (m)
D_{int}	Diámetro interno del arrollamiento (m)
D_m	Diámetro medio (m)
D_y	Diámetro de la culata (m)
d_i	Distancia entre electrodos (m)
d_c	Diámetro del conductor (m)
d_{cu}	Densidad del cobre (kg/m^3)
d_{cu75°	Densidad del cobre a $75^\circ C$ (kg/m^3)
d_f	Distancia de aislamiento entre fases (m)
d_{Fe}	Densidad del hierro (kg/m^3)
d_{lc}	Densidad lineal de corriente (A-vuelta/m)
E	Fuerza electromotriz (V)
E_t	Tensión por espira (V)
E_u	Campo eléctrico (V/m)
e_c	Dimensión del conductor perpendicular a las líneas de flujo (m)
e_r	Espesor doble del recubrimiento de los conductores (m)
F	Fuerza electromagnética (N)
F_a	Fuerzas axiales que actúan sobre los arrollamientos
F_r	Fuerzas radiales que actúan sobre los arrollamientos (N)
f	Frecuencia (Hz)
fdp	Factor de potencia
f_u	Factor de utilización para chapas fosfatadas
f_{u0}	Factor de utilización que proporcionará la relación entre la sección bruta del núcleo y la del círculo u óvalo circunscrito.
f_0	Factor de utilización que proporcionará la relación entre la sección neta del núcleo y la del círculo u óvalo circunscrito.
H	Intensidad de campo magnético (A-vuelta/m)
H_n	Intensidad de campo magnético para la sección “n” (A-vuelta/m)

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

H_w	Longitud o altura de los arrollamientos (m)
h	Altura de los separadores entre discos conductores (m)
I	Corriente (A)
I_{he}	Componente de los fenómenos de histéresis y corrientes parásitas de a corriente de vacío (A)
I_{mag}	Componente magnetizante de la corriente de vacío (A)
I_n	Corriente nominal (A)
I_{nf}	Corriente nominal de fase (A)
I_0	Corriente de vacío (A)
I_{0t}	Corriente de vacío total (A)
i_{0max}	Valor máximo de la corriente de inserción (A)
J	Densidad de corriente (A/m ²)
K_R	Factor de Rogowski
k_c	Factor de pérdidas adicionales para un conductor de sección circular
k_r	Factor de pérdidas adicionales para un conductor de sección rectangular
l_c	Longitud total del conductor (m)
l_m	Longitud media de una espira (m)
l_n	Longitud de la sección “n” (m)
l_s	Longitud del conducto de fuga (m)
M	Distancia entre columnas (m)
m	Número de conductores dispuestos en dirección perpendicular a los conductos de fuga (número de capas en los arrollamientos por capas, número de espiras por disco en los arrollamientos de discos)
N	Número de espiras
n_d	Número de conductores en la dirección de las líneas de flujo (número de discos o número de capas según sea el arrollamiento)
P	Potencia activa (W)
P_{ac}	Pérdidas adicionales de potencia activa en carga debidas a corrientes de Foucault (W)
P_{adFe}	Pérdidas adicionales en el hierro (W)
P_{cc}	Componente activa de la potencia de cortocircuito (W)
P_{dc}	Pérdidas de potencia activa en carga (W)
P_{dcc}	Pérdidas de potencia activa en carga para la menor temperatura esperada en los arrollamientos (W)
P_{dct}	Pérdidas de potencia activa en carga totales (W)
P_{dcw}	Pérdidas de potencia activa en carga para la mayor temperatura esperada en los arrollamientos (W)
P_{Fe}	Pérdidas en el hierro (W)
p_{dc}	Pérdidas de potencia activa en carga por kilogramo de cobre (W)
p_{Fe}	Pérdidas por kilogramo en el hierro (W/kg)
Q	Potencia reactiva (Var)
R	Resistencia (Ω)
R_{cc}	Resistencia de cortocircuito (Ω)
S_{Fe}	Superficie del hierro (m ²)
$S_{Fe/neta}$	Sección neta del núcleo (m ²)
$S_{Fe/bruta}$	Sección neta del núcleo (m ²)
S_n	Potencia aparente nominal (VA)
S_y	Sección del yugo o culata (m ²)
$S_{y/bruta}$	Sección bruta de la culata (m ²)
S_0	Sección del círculo u óvalo circunscrito (m ²)

Diseño de un transformador de 5 MVA, 33/11 kV DyN11

S_{y0}	Sección donde se inscribe la culata (m^2)
s_n	Potencia aparente nominal por kilogramo de núcleo construido (VA/kg)
t	Doble espesor del arrollamiento de baja tensión (m)
t_a	Separación entre arrollamientos (m)
t_c	Menor temperatura esperada en los arrollamientos ($^{\circ}C$)
t_w	Mayor temperatura esperada en los arrollamientos ($^{\circ}C$)
U	Tensión (V)
U_{cc}	Tensión de cortocircuito (V)
U_n	Tensión nominal (V)
U_{nf}	Tensión nominal de fase (V)
U_{Rcc}	Componente resistiva de la tensión de cortocircuito (V)
U_{Xcc}	Componente reactiva de la tensión de cortocircuito (V)
u	Caída de tensión entre vacío y plena carga (%)
u_{cc}	Tensión de cortocircuito porcentual (V)
V_{ab}	Diferencia de potencial (V)
W_c	Masa de los arrollamientos (kg)
W_{ct}	Masa total de los arrollamientos (kg)
W_n	Masa del núcleo magnético (kg)
w	Espesor de las láminas de acero (m)
w_g	Espacio entre arrollamientos (m)
w_1	Espesor del arrollamiento de AT (m)
w_2	Espesor del arrollamiento de BT (m)
X_{cc}	Reactancia de dispersión de primario y secundario (Ω)
Z_B	Impedancia base (Ω)
Z_{cc}	Impedancia de cortocircuito (Ω)
z_{cc}	Impedancia de cortocircuito porcentual
ε_i	Permitividad de un dieléctrico (F/m)
ε_{cc}	Tensión o impedancia de cortocircuito porcentual
ε_R	Resistencia de cortocircuito porcentual
ε_X	Reactancia de cortocircuito porcentual
ϕ_m	Flujo máximo por columna (Wb)
ϕ_{mp}	Valor de pico del flujo (Wb)
ϕ_r	Flujo remanente (Wb)
φ	Ángulo de desfase (rad)
η	Rendimiento del transformador (%)
η_{max}	Rendimiento máximo del transformador (%)
μ_0	Permeabilidad del vacío (H/m)
ρ	Resistividad (Ω/m)
ρ_{cu}	Resistividad del cobre (Ωm)
$\rho_{cu75^{\circ}}$	Resistividad del cobre a $75^{\circ}C$
ρ_{eff}	Resistividad efectiva del hierro (Ω/m)
ξ	Anchura reducida del conductor (adimensional)
%c	Porcentaje de carga del transformador
%k	Porcentaje de carga del transformador para la máxima eficiencia
φ	Ángulo de desfase

Bibliografía

- [Bha05] Bharat Heavy Elec. Lim. “Transformers” McGraw Hill 2005.
- [Cor57] Corrales Martín, Juan. “Teoría Cálculo y Construcción de Transformadores” Editorial Labor, S.A. 1957 Barcelona-Madrid.
- [Das02] Dasgupta, Indrajit. “Desing of Transformers” Tata McGraw Hill 2002. New Delhi.
- [Del02] DelVecchio, R.; “Transformer Design Principles with Application to Core Form Power Transformers”. CRC Press 2002.
- [EN76-1] Norma Española UNE-EN 60076-1. Transformadores de Potencia Parte 1: Generalidades. Julio 1998.
- [EN76-2] Norma Española UNE-EN 60076-2. Transformadores de Potencia. Parte 2: Calentamiento. 1998.
- [EN76-3] Norma Española UNE-EN 60076-3. Transformadores de Potencia. Parte 3: Niveles de aislamiento, ensayos dieléctricos y distancias de aislamiento en el aire. 2002.
- [EN76-5] Norma Española UNE-EN 60076-5. Transformadores de Potencia Parte 5: Aptitud para soportar cortocircuitos. Diciembre 2002.
- [IEC76-7] Norma Internacional IEC 60076-7. Power Transformers Part 7: Loading guide for oil-immersed power transformers. Quinta edición 2002.
- [Kar87] Karsai, K.; Kernyi, D; Kisss, L “Large Power Transformers” Akademiai Kiado. Budapest 1987.
- [Kul04] Kulkarni, S.V.; Khaparde, S.A. “Transformer Engineering. Design and Practice” Marcel Dekker Inc. New York. 2004.
- [San02] Sanz Feito, Javier “Máquinas eléctricas” Pearson Educación S.A. Madrid 2005.
- [Wil89] Wilcox, D.J.. Hurley, W.G Conlon, M. “Calculation of self and mutual impedances between sections of transformer windings” IEE PROCEEDINGS, Vol. 136, Pt. C, No. 5. SEPTEMBER 1989.